Справочная книга радиолюбителя-конструктора

«Радио и связь»

Основана в 1947 году
Выпуск 1147

Справочная книга радиолюбителя-конструктора

Под редакцией
Н. И. Чистякова

Scan Pirat

Москва
«Радио и связь»
1990

ББК 32.84
С74
УДК 621.396.6: 001.92(035)

АВТОРЫ: А.А. БОКУНЯЕВ, Н.М. БОРИСОВ, Р.Г. ВАРЛАМОВ, Г.П. ВЕРЕСОВ, Е.Б. ГУМЕЛЯ, В.Я. ЗАМЯТИН, Л.М. КАПЧИНСКИЙ, М.В. ЛИЗУНОВ, Л.Г. ЛИШИН, Б.Н. ЛОЗИЦКИЙ, В.И. ПРИСНЯКОВ, С.К. СОТНИКОВ, Н.Е. СУХОВ, А.П. СЫРИЦО, В.А. ТЕРЕХОВ, Р.К. ТОМАС, Е.Н. ТРАВНИКОВ, И.И. ЧЕТВЕРТКОВ, Н.И. ЧИСТЯКОВ

Справочная книга радиолюбителя-конструктора/
С74 А.А. Бокуняев, Н.М. Борисов, Р.Г. Варламов и др.; Под ред. Н.И. Чистякова.– М.: Радио и связь, 1990.– 624 с.: ил.–(Массовая радиобиблиотека; Вып. 1147)

ISBN 5-256-00658-4.

Даны рекомендации по выбору схем, конструированию радиоприемников, телевизоров, магнитофонов и любительских КВ и УКВ передатчиков. Приводятся справочные данные по электровакуумным и полупроводниковым приборам, интегральным схемам и другим радиодеталям, используемым радиолюбителями в своих конструкциях.

Для широкого круга радиолюбителей.

С $\frac{2302020000-097}{046(01)-90}$ 45-90 **ББК 32.84**

ISBN 5-256-00658-4

ПРЕДИСЛОВИЕ

На выставках лучших образцов радиолюбительского творчества, регулярно организуемых в разных городах страны, мы встречаем сотни конструкций приборов и аппаратов, отличающихся новизной принципов, высокими качественными показателями, оригинальностью конструктивного оформления. Их авторы – радиолюбители всех возрастов и профессий.

Многие ведущие конструкторы, выдающиеся ученые-исследователи и изобретатели не только в радиотехнике, но и в других областях, начинали свой творческий путь с радиолюбительства. Самостоятельный монтаж и налаживание радиотехнических и электронных устройств, вначале сравнительно простых, а в дальнейшем все более сложных, экспериментальная работа с этими устройствами не только интересны и увлекательны; они – эффективный путь к развитию инженерной интуиции, уверенности и настойчивости в решении трудных научно-технических задач. Эти качества обычно сохраняются затем на всю жизнь.

Путь в радиолюбительство открыт для каждого, кто пожелает посвятить свой досуг интересному и полезному делу. Имеется обширная литература; в радиоклубах можно получить исчерпывающую консультацию; непрерывно растет ассортимент материалов, элементов, готовых узлов и приборов, наборов деталей, которые можно найти в радиомагазинах.

Чаще всего первые опыты сборки простых усилителей и приемников начинаются еще в школе – в радиокружке и в кабинете физики. В старших классах юный радиолюбитель часто уже обладает основательными практическими навыками, а школьные курсы физики и математики добавляют к ним научную базу, достаточную для углубленного ознакомления с основами электротехники, электроники и радиотехники.

Учащемуся старших классов средней школы и ПТУ доступны брошюры «Массовой радиобиблиотеки» и статьи журнала «Радио», в которых он получает хорошо проверенные на практике указания к осуществлению разнообразных и подчас сравнительно сложных конструкций.

Следующий этап – самостоятельная разработка образцов новой аппаратуры, отличающихся от существующих техническими характеристиками, отвечающих более высоким требованиям, либо полностью оригинальных. На этом этапе и уровне деятельности значительным подспорьем для радиолюбителя становится справочная литература. Из справочников можно получить нужные сведения о типичных схемах и параметрах отдельных цепей и узлов разрабатываемой аппаратуры, о методике их ориентировочного расчета, о рекомендуемых для них компонентах, о способах изготовления и налаживания узлов и устройств в целом и т. п.

Мы надеемся, что справочной книгой радиолюбителя-конструктора будут пользоваться сотни тысяч радиолюбителей. Авторы разделов книги имеют немалый собственный опыт радиолюбительского творчества и поэтому хорошо представляют себе интересы читательской аудитории.

Книга написана на основе Справочника радиолюбителя-конструктора, большая заслуга в организации авторского коллектива которого принадлежит Р. М. Малинину.

Доктор техн. наук, профессор Н. И. Чистяков

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ, ПРИНЯТЫЕ В СПРАВОЧНИКЕ

Сокращенные обозначения единиц физических величин

А – ампер – единица силы электрического тока
А·ч – ампер-час – единица количества электричества; емкости гальванического, аккумуляторного элемента, батареи
В – вольт – единица электрического напряжения
В·А – вольт-ампер – единица полной электрической мощности
В/м – вольт на метр – единица напряженности электрического поля
вар – единица реактивной мощности
Вб – вебер – единица магнитного потока
Вт – ватт – единица электрической мощности
г. – год
г – грамм – единица массы
Гн – генри – единица индуктивности и взаимоиндуктивности
ГГц – гигагерц (1 млрд Гц = 1000 МГц)
Гс – гаусс – единица магнитной индукции (1 Гс = 10^{-4} Тл)
Гц – герц – единица частоты
дБ – децибел – логарифмическая единица относительного уровня электрического или акустического сигнала
К – кельвин – единица температуры
кВ – киловольт (1000 В)
кВт – киловатт (1000 Вт)
кВт·ч – киловатт-час – единица электрической энергии (1000 Вт·ч)
кг – килограмм
кГц – килогерц (1000 Гц)
кд – кандела – единица силы света
кд/м^2 – кандела на квадратный метр – единица яркости
Кл – кулон – единица количества электричества, электрического заряда
км – километр
кОм – килоом (1000 Ом)
л – литр
м – метр
м/с – метр в секунду – единица скорости
мА – миллиампер (0,001 А)
мВ – милливольт (0,001 В)
мВ/м – милливольт на метр (0,001 В/м)
мВт милливатт (0,001 Вт)
мГн – миллигенри (0,001 Гн)
МГц – мегагерц (1 млн. Гц)
мин – минута
мкА – микроампер (0,001 мА)
мкВ – микровольт (0,001 мВ)
мкВ/м – микровольт на метр – единица напряженности электрического поля
мкВт – микроватт (0,001 мВт)
мкГн – микрогенри (0,001 мГн)
мкм – микрометр (0,001 мм)
мкс – микросекунда (одна миллионная доля секунды)
мкСм – микросименс – (одна миллионная доля сименса)
мкФ – микрофарада (одна миллионная доля фарады)
мм – миллиметр
МОм – мегаом (1 млн Ом)
Н – ньютон – едииица силы
нс – наносекунда (0,001 мкс)
нФ – нанофарад (1000 пФ = 0,001 мкФ)
Ом – единица электрического сопротивления
Па – паскаль – ньютон на квадратный метр (единица давления)
пФ – пикофарад (одна миллионная доля микрофарады)
с – секунда
См – сименс – единица электрической проводимости
см/с – сантиметр в секунду – единица скорости
Тл – тесла – единица магнитной индукции
Ф – фарад – единица электрической емкости
ч – час
°С – градус Цельсия – температура – разность температур

Список терминов, аббревиатуры

АМ – амплитудная модуляция; амплитудно-модулированный
АН – автоматическая настройка
АПЧ – автоматическая подстройка частоты
АПЧГ – автоматическая подстройка частоты гетеродина
АПЧиФ – автоматическая подстройка частоты и фазы
АРУ – автоматическая регулировка усиления
АРУЗ – автоматическая регулировка уровня звука
АРЯ – автоматическая регулировка яркости
АС – акустическая система
АСУ – автоматическая система управления
АХ – амплитудно-амплитудная характеристика

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
БРА – бытовая радиоаппаратура
БШН – бесшумная настройка
БЭН – блок электронной настройки
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ВКУ – видеоконтрольное устройство
ВПЧ – восстановление поднесущей частоты
ВУ – воспроизводящее устройство
ГВ – головка воспроизведения
ГЗ – головка записи
ГИР – гетеродинный индикатор резонанса
ГП – генератор поиска
ГС – головка стирания
ГСП – головка стирания и подмагничивания
ГУ – головка универсальная
ГУН – генератор, управляемый напряжением
ДВ – длинные волны; длинноволновый
ДМВ – дециметровые волны
ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления
ДУ – дистанционное устройство
ЗГ – задающий генератор
ЗЧ – звуковая частота
ИН – индикатор настройки
ИСЗ – искусственный спутник Земли
ИСС – индикатор стереосигнала
ИТ – испытательная таблица
ИУ – индикатор уровня
ИФД – импульсный фазовый детектор
КВ – короткие волны; коротковолновый
КПД – коэффициент полезиого действия
КПЕ – конденсатор переменной емкости
КПИ – катушка с переменной индуктивностью
КМОП – комплементарные (дополнительные) структуры металл – окисел – полупроводник
КСС – комплесный стереофонический сигнал
ЛЗ – линия задержки
ЛПМ – лентопротяжный механизм
МВ – метровые волны
МГ – магнитная головка
МЛ – магнитная лента
млн – миллион
млрд – миллиард
МЭК – Международный электротехнический комитет
ОБ – общая база
ОГ – опорный генератор
ОК – общий коллектор
ООС – отрицательная обратная связь
ОС – обратная связь
ОУ – операционный усилитель
ОЭ – общий эмиттер
ПАВ – поверхностные акустические волны
ПАМ – паразитная амплитудная модуляция
ПЗВ – приемник звукового вещания
ПМ – полярная модуляция
ПМК – полярно модулированные колебания
ПНЧ – поднесущая частота
ПОС – положительная обратная связь
ППФ – перестраиваемый фильтр
ПЧ – промежуточная частота
ПЭ – преобразующий элемент
РГ – регулятор громкости
РТ – регулятор тембра
РЧ – радиочастота; радиочастотный
РЭА – радиоэлектронная аппаратура
СВ – средние волны
СД – синхронный детектор
СДП – система динамического подмагничивания
СДФ – синхронно-фазовый детектор
ТВ – телевидение; телевизионный
ТКЕ – температурный коэффициент емкости
ТКРГ – тонокомпенсированный регулятор громкости
ТКС – температурный коэффициент сопротивления
ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика
ТУ – технические условия
УВ – усилитель воспроизведения
УЗ – усилитель записи
УЗЧ – усилитель звуковой частоты
УК – усилитель-корректор
УКВ – ультракороткие волны; ультракоротковолновый
УКУ – усилительно-коммутационное устройство
УЛЗ – ультразвуковая линия задержки
УМ – усилитель мощности
УПТ – усилитель постоянного тока
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УПЧЗ – усилитель промежуточной частоты звука
УПЧИ – усилитель промежуточной частоты изображения
УРЧ – усилитель радиочастоты
УФОС – устройство формирования однополосного сигнала
УЭИТ – универсальная испытательная таблица
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты
ФВЧ – фильтр верхних частот
ФКИ – формирователь коммутирующих импульсов
ФН – фиксированная настройка
ФНЧ – фильтр нижних частот
ФОС – фильтр основной селекции
ФПЧ – фильтр промежуточной частоты
ФСС – фильтр сосредоточенной селекции
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ЧД – частотный детектор
ЧМ – частотная модуляция; частотно-модулированный
ЧФД – частотно-фазовый детектор
ШИМ – широтно-импульсиая модуляция
ЭДС – электродвижущая сила
ЭЛО – электронный осциллограф
ЭЛТ – электронно-лучевая трубка
ЭМС – электромагнитная совместимость
ЭПУ – электропроигрывающее устройство
ЭСЧ – электронно-счетный частотомер

Классификация волновых и частотных диапазонов

Диапазон сантиметровых волн 1 ... 10 см (f = 30 ... 3 ГГц)

Диапазон дециметровых волн 10 ... 100 см (f = 3 ГГц ... 300 МГц)

Диапазон метровых волн 1 ... 10 м (f = 300 ... 30 МГц)

Диапазон декаметровых волн 10 ... 100 м (f = 30 ... 3 МГц)

Диапазон гектаметровых волн 100 ... 1000 м (f = 3 МГц ... 300 кГц)

Диапазон километровых волн 1000 ... 10 000 м (f = 300 ... 30 кГц)

УКВ радиовещательный и телевизионный диапазоны волн включают в себя полосы частот, выделенные из диапазонов метровых и дециметровых волн

Коротковолновые радиовещательные диапазоны волн являются частями диапазона декаметровых волн

Средневолновый радиовещательный диапазон волн представляет собой полосу частот внутри диапазона гектаметровых волн (525 ... 1605 кГц)

Длинноволновый радиовещательный диапазон волн образуется полосами частот, выделенных из диапазонов гектаметровых и километровых волн (150 ... 408 кГц)

Низкие частоты (НЧ) 30 ... 300 кГц

Высокие частоты (ВЧ) 3 ... 30 МГц

Очень высокие частоты (ОВЧ) 30 ... 300 МГц

Ультравысокие частоты (УВЧ) 300 ... 3000 МГц

Сверхвысокие частоты (СВЧ) 3 ... 30 ГГц

Обозначения на электрических схемах

Для обозначения видов токов, электрических сигналов, импульсов и полярности электрических напряжений применяют следующие символы:

Ток постоянный

Полярность положительная

Полярность отрицательная

Ток переменный, общее обозначение (ток частотой 50 Гц)

Ток (сигнал) ЗЧ

Ток (сигнал) РЧ

Сигнал переменной частоты

Сигнал, состоящий из несущей частоты с двумя боковыми полосами частот

Сигнал, состоящий из несущей частоты и верхней боковой полосы частот

Сигнал, состоящий из несущей частоты и нижней боковой полосы частот

Сигнал, состоящий из одной боковой полосы частот (несущая частота подавлена)

Прямоугольный импульс положительной полярности

Прямоугольный импульс отрицательной полярности

Остроугольный импульс положительной полярности

Остроугольный импульс отрицательной полярности

Пилообразный импульс положительной полярности

Трапецеидальный импульс положительной полярности

Графические условные обозначения электрических проводов, кабелей, экранов, коммутационных устройств, резисторов и конденсаторов

Провода, кабели, экраны

Провод электрический

Ответвление от провода, соединение проводов

Провода пересекаются без электрического контакта между ними

Электрическая цепь продолжается за пределами схемы

Стрелка на проводе указывает направление распространения сигнала

Экранированный провод

или

Частично экранированный провод

Коаксиальный кабель

Соединение с корпусом прибора

Соединение с землей

Экран элемента или группы элементов

Коммутационные устройства

Контакт коммутационного устройства (выключателя, электрического реле) замыкающий; общее обозначение. Выключатель однополюсный

То же, для коммутации сильноточной цепи

То же, с механической связью с другим элементом

Контакт коммутационного устройства размыкающий; общее обозначение

Контакт коммутационного устройства размыкающий с механической связью с другим элементом

Контакт коммутационного устройства переключающий; общее обозначение. Однополюсный переключатель на два направления

Контакт коммутационного устройства переключающий без размыкания цепи

Переключатель однополюсный трехпозиционный с нейтральным положением

То же, с самовозвратом в нейтральное положение

Выключатель кнопочный однополюсный нажимной с замыкающим контактом, с самовозвратом

Выключатель кнопочный однополюсный нажимной с размыкающим контактом

Переключатель кнопочный однополюсный нажимной с возвратом вторичным нажатием кнопки

Переключатель кнопочный однополюсный нажимной с возвратом посредством отдельного привода, например нажатием специальной кнопки (сброс)

Переключатель однополюсный шестипозиционный; общее обозначение

Переключатель однополюсный многопозиционный, например трехпозиционный переключатель диапазонов радиоприемника; часть многополюсного многопозиционного переключателя

КВ СВ ДВ

То же, с безобрывным переключением

Переключатель двухполюсный трехпозиционный со средним положением

Переключатель двухполюсный трехпозиционный с самовозвратом в среднее положение

Выключатель многополюсный, например трехполюсный

Переключатель многополюсный двухпозиционный, например трехполюсный

Переключатель многополюсный независимых цепей, например четырех

1 2 3 4

Контакт «неразборного» соединения, например осуществленного пайкой

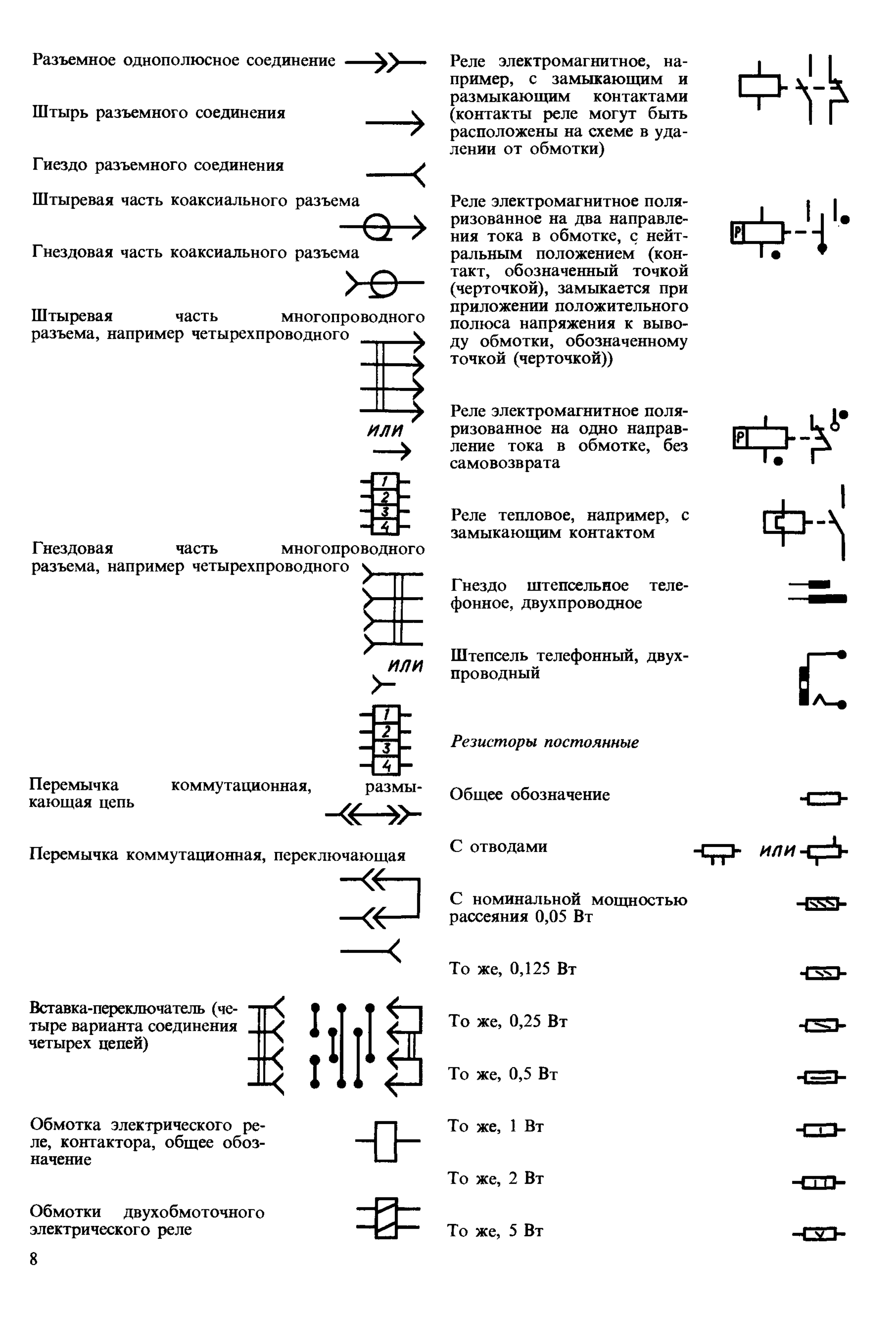
Контакт «разборного» соединения, например с помощью зажима

Колодка зажимов с разборными контактами, например с четырьмя зажимами

1 2 3 4

или

1 2 3 4



Разъемное однополюсное соединение

Штырь разъемного соединения

Гиездо разъемного соединения

Штыревая часть коаксиального разъема

Гнездовая часть коаксиального разъема

Штыревая часть многопроводного разъема, например четырехпроводного

или

Гнездовая часть многопроводного разъема, например четырехпроводного

или

Перемычка коммутационная, размыкающая цепь

Перемычка коммутационная, переключающая

Вставка-переключатель (четыре варианта соединения четырех цепей)

Обмотка электрического реле, контактора, общее обозначение

Обмотки двухобмоточного электрического реле

Реле электромагнитное, например, с замыкающим и размыкающим контактами (контакты реле могут быть расположены на схеме в удалении от обмотки)

Реле электромагнитное поляризованное на два направления тока в обмотке, с нейтральным положением (контакт, обозначенный точкой (черточкой), замыкается при приложении положительного полюса напряжения к выводу обмотки, обозначенному точкой (черточкой))

Реле электромагнитное поляризованное на одно направление тока в обмотке, без самовозврата

Реле тепловое, например, с замыкающим контактом

Гнездо штепсельное телефонное, двухпроводное

Штепсель телефонный, двухпроводный

Резисторы постоянные

Общее обозначение

С отводами — или

С номинальной мощностью рассеяния 0,05 Вт

То же, 0,125 Вт

То же, 0,25 Вт

То же, 0,5 Вт

То же, 1 Вт

То же, 2 Вт

То же, 5 Вт

То же, 10 Вт

Варистор

Терморезистор прямого нагрева

Терморезистор прямого подогрева

Фоторезистор; общее обозначение

Резисторы переменные и подстроечные

Переменный резистор, реостат, общее обозначение

или

Переменный резистор, используемый в качестве потенциометра

Переменный резистор с отводами

Переменный резистор с замыкающим контактом, изображенным совмещенно с ним

или

Переменный резистор с замыкающим контактом, изображенным разнесенно от него

или

Переменный резистор сдвоенный

или

Подстроечный реостат

Подстроечный резистор-потенциометр

Дополнительные значки у обозначений переменных и подстроечных резисторов

Регулирование ручкой, выведенной наружу

Регулирование инструментом, элемент регулирования выведен наружу устройства

Регулирование инструментом, элемент регулирования внутри устройства

Ступенчатое регулирование

Конденсаторы

Постояиной емкости; общее обозначение

Постоянной емкости поляризованный

Оксидный поляризованный; общее обозначение

Оксидный неполяризованный

Постоянной емкости, двухсекционный

Проходной (дуга обозначает корпус, внешний электрод)

Опорный

Переменной емкости (дуга или точка обозначает ротор)

Многосекционный, например двухсекционный, переменной емкости (блок КПЕ, конденсаторы, входящие в блок, могут быть разнесены по схеме)

Переменной емкости, дифференциальный

Подстроечный; общее обозначение

Подстроечный, регулирование инструмента, ось выведена наружу

Подстроечный, регулирование инструментом, ось внутри устройства

Вариконд

Примечания. 1. Число, стоящее около графического обозначения резистора, указывает его номинальное сопротивление. Если после числа нет обозначения единицы – сопротивление выражено в омах. Если после числа стоит буква к или М – сопротивление выражено в килоомах или мегаомах. Примеры: 4, 7 следует читать 4,7 Ом; 150–150 Ом; 150 к–150 кОм; 4,7 М–4,7 МОм.

2. Число около графического обозначения конденсатора указывает его номинальную емкость. Если обозначение после целого числа отсутствует или после числа с дробью имеются буквы пФ, емкость выражена в пикофарадах, если после числа имеются буквы мк, емкость выражена в микрофарадах. Примеры: 10 – следует читать 10 пФ; 0,1 мк – 0,1 мкФ.

У обозначения оксидного конденсатора дополнительно указывают его номинальное напряжение в вольтах.

3. Если около конденсатора переменной емкости или подстроечного конденсатора одно число, это его максимальная емкость; если же стоят два числа, разделенные знаком «...», первое из них указывает минимальную, а второе максимальную емкость в пикофарадах.

4. Емкость конденсатора (или сопротивление резистора), около обозначения которого стоит звездочка, является ориентировочной и должна быть подобрана при налаживании аппаратуры.

Условные графические изображения полупроводниковых приборов.

Полупроводниковые диоды

Диод выпрямительный

Диод туннельный

Диод обращенный

Стабилитрон; опорный диод

Стабилитрон с двусторонней проводимостью

Варикап

Варикапная сборка

Светодиод

Оптопара диодная

Фотодиод

Двунаправленный диод

Выпрямительный однофазный диодный мост (схема Греца)

~ 1
– +
4 3
~ 2

Тиристоры

Диодный, запираемый в обратном направлении

Диодный симметричный

Триодный, запираемый в обратном направлении: с управлением по аноду

То же , с управлением по катоду

Триодный (тринистор), запираемый в обратном направлении, выключаемый, с управлением по аноду

То же, с управлением по катоду

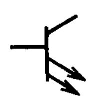
Триодный симметричный, незапираемый (симистор)

Транзисторы

Бескорпусной структуры n-p-n (например, в микросхеме): б – база; к – коллектор; э – эмиттер

б к э

Бескорпусной структуры n-p-n с несколькими эмиттерами (например, в микросхеме)



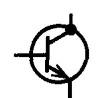
Структуры n-p-n в корпусе; общее обозначение

Структура p-n-p в корпусе; общее обозначение

Электрическое соединение одного из электродов с корпусом обозначается точкой, например:

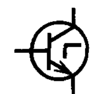
а) у транзистора структуры n-p-n с корпусом соединена база

б) у транзистора структуры n-p-n с корпусом соединен коллектор

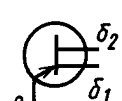


в) транзистор структуры n-p-n с отдельным выводом от корпуса; выводы всех электродов от корпуса изолированы

Лавинный, например структуры n-p-n



Однопереходный с базой n-типа: $б_1$, $б_2$ – выводы базы; э – вывод эмиттера



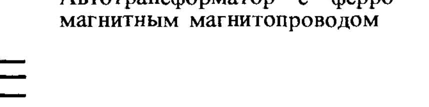
Однопереходный с базой p-типа

Полевой с p-n переходом и n-каналом: з – затвор; и – исток; с – сток

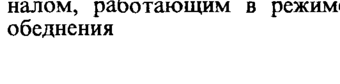
Полевой с p-n переходом и p-каналом

Полевой структуры МОП с n-каналом, работающим в режиме обогащения: з – затвор, и – исток; с – сток; п – подложка

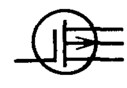
Полевой структуры МОП с p-каналом, работающим в режиме обогащения



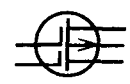
Полевой структуры МОП с n-каналом, работающим в режиме обеднения



Полевой структуры МОП с p-каналом, работающим в режиме обеднения



Полевой структуры МОП с двумя затворами, например с p-каналом, работающим в режиме обеднения



Обозначения катушек, дросселей, автотрансформаторов и трансформаторов

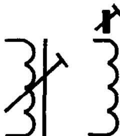
Катушка индуктивности, дроссель без сердечника (магнитопровода)

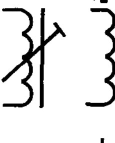
То же, с отводами

Дроссель с ферромагнитным сердечником

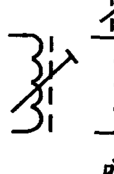
Катушка с неподвижным ферромагнитным сердечником, имеющим немагнитный зазор

Катушка с ферритовым подстроечным сердечником





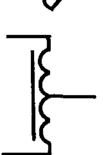
Катушка с магнитоэлектрическим подстроечным сердечником



Катушка с немагнитным подстроечным сердечником, например латунным

Вариометр

Автотрансформатор с ферромагнитным магнитопроводом



То же, с электрически изолированной дополнительной обмоткой

Трансформатор без сердечника (магнитопровода); связь между обмотками постоянная (точкой обозначено начало обмотки)

То же, с отводами в обмотках

Трансформатор без сердечника (магнитопровода), связь между обмотками переменная

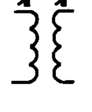
Трансформатор с немагнитными подстроечными сердечниками, раздельными для обмоток

То же, с магнитоэлектрическими подстроечными сердечниками

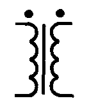
Трансформатор с магнитоэлектрическим подстроечным сердечником, общим для обеих обмоток

То же, с ферритовым подстроечным сердечником

Трансформатор с ферритовыми сердечниками, отдельными для каждой обмотки



Трансформатор двухобмоточный с неподвижным ферромагнитным сердечником, в том числе с ферритовым



Трансформатор трехобмоточный с отводом в обмотке II.

Трансформатор с магнитопроводом и экраном между обмотками, соединенными с корпусом устройства

Обозначения электровакуумных электронных и ионных приборов

Диод косвенного накала подогревный: к – катод; н – подогреватель; а – анод

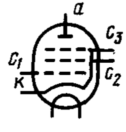
Триод с катодом косвенного накала, подогревный: а – анод; с – сетка; к – катод; н – нагреватель

Триод двойной косвенного накала с экраном между триодами: $а_1$, $а_2$ – аноды; $с_1$, $с_2$ – сетки; $к_1$, $к_2$ – катоды

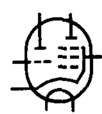
Тетрод лучевой косвенного накала: а – анод; $с_1$ – управляющая сетка; $с_2$ – экранирующая сетка

Двойной лучевой тетрод косвенного накала (генераторный)

Пентоды косвенного накала (подогревные): а – анод; $с_1$ – управляющая сетка; $с_2$ – экранирующая сетка; $с_3$ – защитная сетка



Триод-пентод косвенного накала



Триод-гептод косвенного накала

Один триод двойного триода, триодная часть триод-пентода или триод-гептода, или двойного диода-триода

Пентодная часть триод-пентода

Индикатор электронно-световой: a_1, a_2 – аноды первого и второго триодов; си – сетка индикатора

Индикатор электронно-световой с двойным управлением: а – анод; ф – флуоресцирующий анод; с – сетка управляющая; к – катод

Барретер (стабилизатор тока)

Электрические лампы накаливания

Лампа тлеющего разряда

Стабилизатор газоразрядный

Тиратрон с холодным катодом, триодный

Тиратрон с холодным катодом, тетродный

Фотоэлемент ионный

Кинескоп для черно-белого телевизора с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением луча: к – катод; м – модулятор (управляющий электрод); ф – фокусирующий электрод; у – ускоряющий электрод; а – основной электрод

Кинескоп для цветного телевизора с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением луча: R, G, B – электроды, обеспечивающие красное, зеленое и синее свечение экрана

Обозначения электроакустических приборов

Головка громкоговорителя электродинамическая прямого излучения

Телефон; общее обозначение

Телефон головной

Микрофон; общее обозначение

Микрофон электродинамический

Зуммер

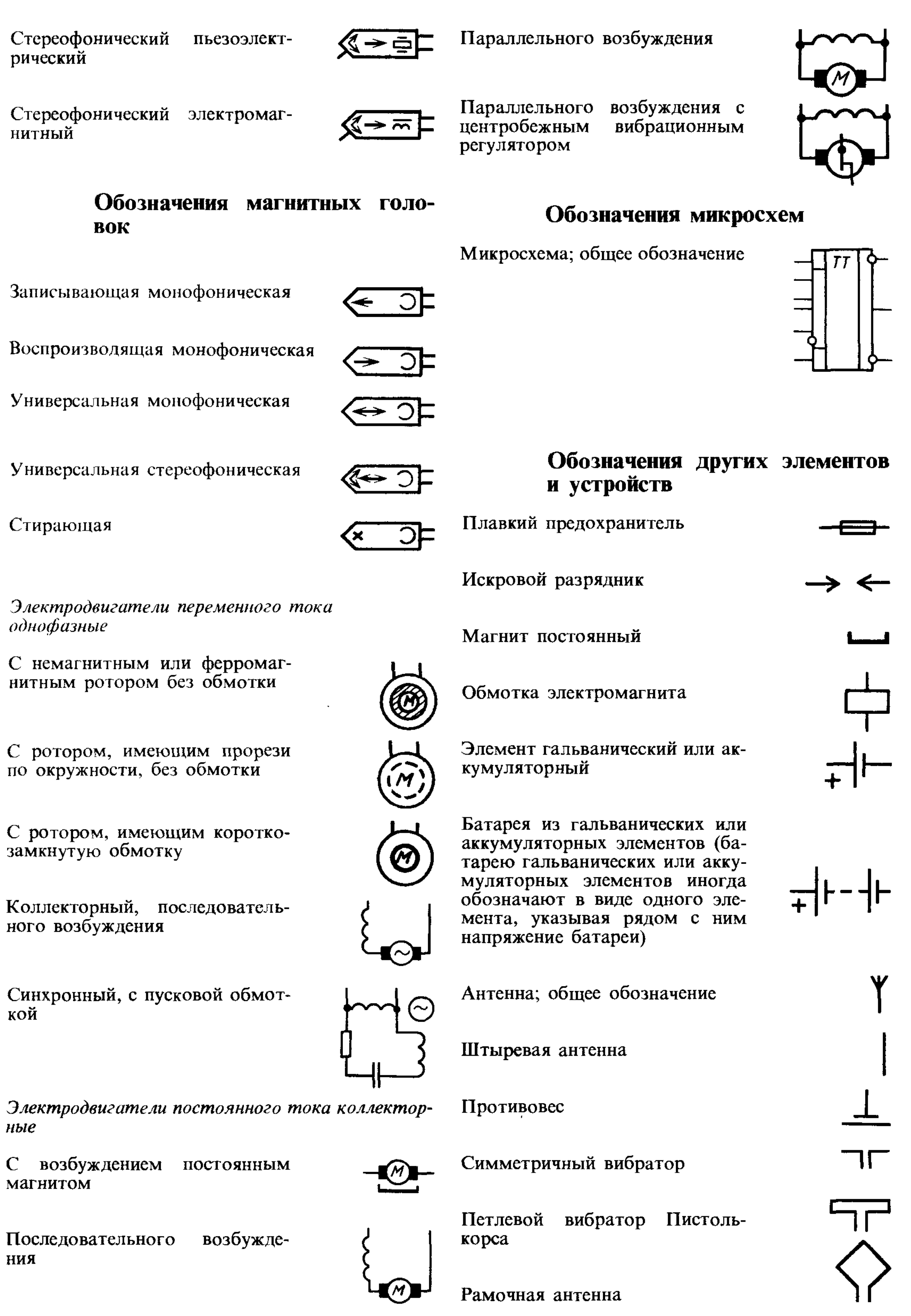
Звонок электрический

Сирена электрическая

Звукосниматели грамофонные

Монофонический пьезоэлектрический

Монофонический электромагнитный



Стереофонический пьезоэлектрический

Стереофонический электромагнитный

Обозначения магнитных головок

Записывающая монофоническая

Воспроизводящая монофоническая

Универсальная монофоническая

Универсальная стереофоническая

Стирающая

Электродвигатели переменного тока однофазные

С немагнитным или ферромагнитным ротором без обмотки

С ротором, имеющим прорези по окружности, без обмотки

С ротором, имеющим короткозамкнутую обмотку

Коллекторный, последовательного возбуждения

Синхронный, с пусковой обмоткой

Электродвигатели постоянного тока коллекторные

С возбуждением постоянным магнитом

Последовательного возбуждения

Параллельного возбуждения

Параллельного возбуждения с центробежным вибрационным регулятором

Обозначения микросхем

Микросхема; общее обозначение

Обозначения других элементов и устройств

Плавкий предохранитель

Искровой разрядник

Магнит постоянный

Обмотка электромагнита

Элемент гальванический или аккумуляторный

Батарея из гальванических или аккумуляторных элементов (батарею гальванических или аккумуляторных элементов иногда обозначают в виде одного элемента, указывая рядом с ним напряжение батареи)

Антенна; общее обозначение

Штыревая антенна

Противовес

Симметричный вибратор

Петлевой вибратор Пистолькорса

Рамочная антенна

Магнитная (ферритовая) антенна

На электрических принципиальных схемах, кроме того, могут быть следующие условные обозначения:

1. Наличие механических связей между элементами или их конструктивное объединение (например, два переменных резистора с общей осью, переменный резистор, объединенный с выключателем питания, конденсаторы переменной емкости, образующие блок) обозначают штриховой линией или двумя сплошными линиями, если элементы расположены на схеме близко друг к другу (например, контакты многополюсного переключателя – см. с. 7). При большом удалении объединенных элементов штриховые линии могут быть оборваны вблизи этих элементов; о наличии связей указывают в подписи к схеме или в ее описании.

2. Число в рамке около резонансного контура указывает частоту в мегагерцах, на которую он настроен.

3. Напряжение, обозначенное около вывода электрода транзистора, лампы или около проводника, – это напряжение между данной точкой и корпусом аппарата (шасси, землей, общим проводом).

4. Если на схеме указана только точка переключения одного из полюсов источника питания, подразумевается, что его второй полюс присоединен к корпусу (общему проводу) аппарата.

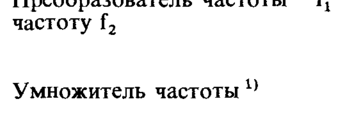
5. На принципиальных схемах РЭА с электронными лампами цепи накала часто не показывают; при этом концы обмоток накала трансформатора питания и выводы от нитей накала (подогревателей) обозначают одинаковыми буквами.

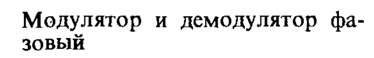
Обозначения элементов структурных и функциональных электрических схем

Генератор звуковых частот

Генератор синусоидальных колебаний с регулируемой частотой

Преобразователь частоты[1] f_1 в частоту f_2





Умножитель частоты[1]

Делитель частоты[1]

[1] Стрелка указывает направление преобразования сигнала.
[2] Направление передачи сигнала указывает вершина треугольника на горизонтальной линии связи.

Усилитель[2]

То же, с регулированием усиления[2]

Ограничитель амплитуды сигнала по максимуму

Фазовращатель

Выпрямитель[1]

Фильтр нижних частот

Фильтр верхних частот

Фильтр полосовой

Фильтр режекторный

Линия задержки

Амплитудный детектор

Детектор отношений (детектор ЧМ сигналов)

Устройство, выделяющее верхние частоты (предкорректор)

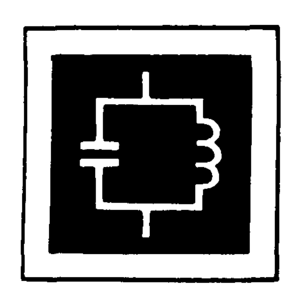
Устройство, выделяющее нижние частоты

Модулятор и демодулятор частотный

Модулятор и демодулятор фазовый

Дискриминатор частотный

Дискриминатор фазовый



ЦЕПИ И УЗЛЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

РАЗДЕЛ 1

Содержание

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Любое радиотехническое устройство состоит из электрических цепей. Радиоконструктору при расчетах необходимо учитывать свойства цепей, не содержащих электронные приборы (транзисторы, диоды и др.) и содержащих приборы, называемые часто *электронными* цепями.

Электронные цепи, содержащие транзисторы или иные приборы, усиливающие проходящие через них электрические сигналы, называются *активными* цепями. Цепи, в которых усиления не происходит, называются *пассивными*.

Зависимость тока от приложенного напряжения в электронных приборах характеризуется криволинейными ВАХ. Поэтому электронные цепи относятся к классу цепей *нелинейных*. Для бóльшей части неэлектронных цепей характерна прямая пропорциональность токов напряжениям. В этом случае их относят к классу цепей *линейных*.

Токи в электрических цепях радиотехнических устройств в большинстве случаев имеют сложный характер и рассматриваются как сумма постоянного и переменного токов.

Законы и пути прохождения постоянного и переменного токов различны. Цепь постоянного тока образуется только из отрезков, гальванически связанных между собой. Переменный ток также проходит через такие цепи, но передается и через емкостные, и индуктивные (в том числе трансформаторные) связи между цепями. Пример, иллюстрирующий различие путей прохождения постоянного и переменного токов, показан на рис. 1.1,*а*. Здесь E1, E2 – источники ЭДС постоянного и переменного токов соответственно. Постоянный ток от источника E1 замыкается через резисторы R1 и R2 и не проходит в другие цепи. Переменный ток от источника E2 проходит через резисторы R1, R2, а также через конденсатор C, резисторы R3 и R4, первичную обмотку трансформатора Тр. Ток в первичной обмотке наводит ЭДС во вторичной обмотке трансформатора, которая создает ток в резисторе R5.

В линейных цепях прохождение постоянного и переменного токов рассматривают раздельно. В этом состоит применимый к линейным цепям принцип суперпозиции, т. е. наложения друг на друга взаимонезависимых токов. Для анализа прохождения и расчета этих токов приведены схемы на рис. 1.1,*б* и *в*.

При расчетах цепей переменного тока учитывается зависимость сопротивления цепей, содержащих емкости и индуктивности, от частоты. Сопротивление конденсатора с емкостью C переменному току обратно пропорционально частоте f и равно $1/\omega C$, где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота ($\pi = 3{,}14$). Сопротивление катушки с

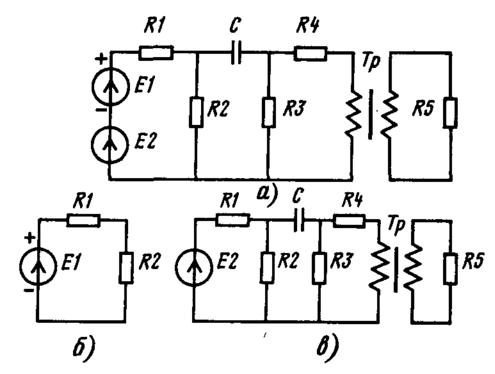


Рис. 1.1

индуктивностью L прямо пропорционально частоте и равно ωL. При расчетах L и C выражают в генри и фарадах, частоту f – в герцах, а сопротивление получают в омах.

Приходится учитывать также, что напряжения на конденсаторах и на катушке, создаваемые переменным током, не совпадают с ним по фазе. Например, как показано на рис. 1.2, синусоидальный переменный ток i, проходя через цепь R, C, L, создает совпадающее по фазе напряжение на резисторе R, отстающее по фазе напряжение на конденсаторе C и опережающую по фазе ЭДС индуктивности в катушке L.

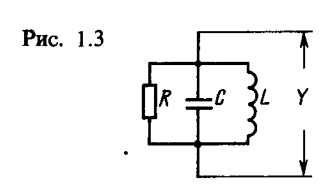
Полное сопротивление (импеданс) Z подобных комплексных цепей переменному току

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}.$$

Суммирование по правилу Пифагора (квадратный корень из суммы квадратов) учитывает сдвиг по фазе напряжений в резистивных (R) и реактивных (L, C) элементах. Знак минус между ωL и $1/\omega C$ учитывает взаимную противоположность напряжений на емкости и индуктивности (рис. 1.2).

При расчетах цепей с последовательным соединением элементов, как в рассмотренном примере, пользуются сопротивлениями R; $X_L = \omega L$; $X_C = 1/\omega C$; в случае же параллельного

Рис. 1.3



соединения ветвей удобнее пользоваться проводимостями $G = 1/R$, $Y_L = 1/\omega L$ и $Y_C = \omega C$. Например, для цепи, показанной на рис. 1.3, полная проводимость цепи

$$Y = \sqrt{G^2 + (\omega C - 1/\omega L)^2},$$

а полное сопротивление $Z = 1/Y$.

Действующее (эффективное) значение $U_{эф}$ синусоидального напряжения u с амплитудой U

$$U_{эф} = U/\sqrt{2}.$$

Действующее значение $I_{эф}$ синусоидального тока i с амплитудой I

$$I_{эф} = I/\sqrt{2}.$$

При прохождении такого тока через цепь с сопротивлением R в ней выделяется мощность

$$P = I^2_{эф}\, R = I^2\, R/2.$$

Если на резисторе с сопротивлением R падает напряжение с амплитудой U, то в нем выделяется мощность

$$P = U^2_{эф}/R = U^2/2R.$$

При подключении нагрузки с сопротивлением R к источнику синусоидальной ЭДС с амплитудой E, обладающему сопротивлением $R_и$ (рис. 1.4, *а*), амплитуда тока в цепи по закону Ома $I = E/(R_и + R)$, а амплитуда напряжения на нагрузке $U = IR = ER/(R_и + R)$.
Это напряжение увеличивается при возрастании R и приближается по значению к E.

Мощность R, выделяемая в нагрузке R,

$$P = I^2 R/2 = E^2 R/2\, (R_и + R)^2.$$

Мощность максимальна при $R = R_и$, при дальнейшем увеличении R она уменьшается. Выбор

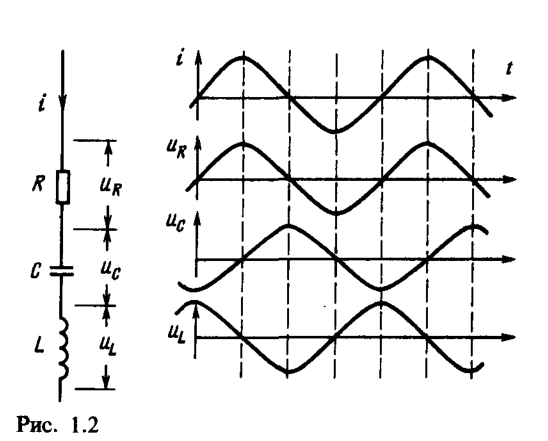


Рис. 1.2

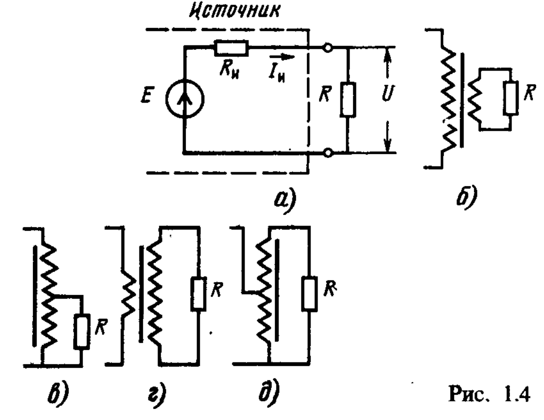


Рис. 1.4

нагрузки, соответствующей получению максимальной мощности, называется *согласованием* нагрузки с источником по мощности. Если сопротивление нагрузки изменять нельзя, то согласование по мощности можно получить включением ее через трансформатор или автотрансформатор.

Чтобы увеличить эквивалентное сопротивление, подключаемое к источнику, применяют понижающий трансформатор (рис. 1.4,*б*), либо автотрансформатор, включенный по схеме рис. 1.4,*в*. Для той же цели может быть применен емкостной делитель напряжения (рис. 1.7,*в*). Чтобы уменьшить сопротивление, включают повышающий трансформатор (рис. 1.4,*г*) или автотрансформатор (рис. 1.4,*д*).

Электрические цепи различаются числом подключаемых к ним внешних проводников (рис. 1.5). При двух подключенных внешних проводниках (рис. 1.5,*а*) цепь называется двухполюсником; при четырех (рис. 1.5,*б*) – четырехполюсником; при шести – соответственно шестиполюсником (рис. 1.5,*в*); в общем случае – многополюсником. Сложные цепи образуются соединением нескольких двухполюсников, четырехполюсников и др.

Некоторые пары подключаемых внешних проводников служат входами цепи, а другие – выходами (рис. 1.5,*б*).

Отношение напряжения на выходе к напряжению на входе называется *коэффициентом передачи по напряжению*. Отношение тока, передаваемого с выхода в подключенную к нему цепь, к току, подводимому ко входу, называется *коэффициентом передачи по току*. Отношение мощности тока, передаваемой с выхода в подключениую цепь к мощности, подводимой ко входу, называется *коэффициентом передачи по мощности*.

Помимо непосредственного отношения указанных величин коэффициент передачи часто определяется в логарифмических единицах – децибелах. Если мощность на входе и на выходе $P_{вх}$ и $P_{вых}$, то в относительных единицах коэффициент передачи по мощности

$$K_м = P_{вых}/P_{вх},$$

а в децибелах

$$K_{дБ} = 10 \lg K_м.$$

Если, например, $K_м = 100$, то $K_{дБ} = 20$.

Мощность пропорциоиальиа квадрату напряжения и тока, поэтому если коэффициент передачи по напряжению $K_н$ и по току $K_т$, то соответственно $K_{дБ} = 20 \lg K_н$ и $K_{дБ} = 20 \lg K_т$.

1.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ЦЕПИ

Резонансные цепи – основа разделения сигналов по частотам в радиотехнике. Радиолюбителям приходится конструировать, изготовлять и настраивать колебательные контуры и фильтры, основанные на резонансе в цепях из катушек и конденсаторов. Широко применяются также пьезоэлектрические (кварцевые и керамические) резонаторы, электромеханические фильтры с упругими металлическими резонаторами и некоторые другие специальные устройства, которые также служат для настройки радиоаппаратуры на нужные частоты и для выделения сигналов с заданными частотами, но такие устройства чаще используются промышленного изготовления.

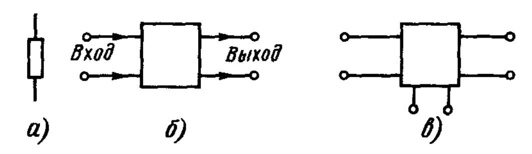


Рис. 1.5

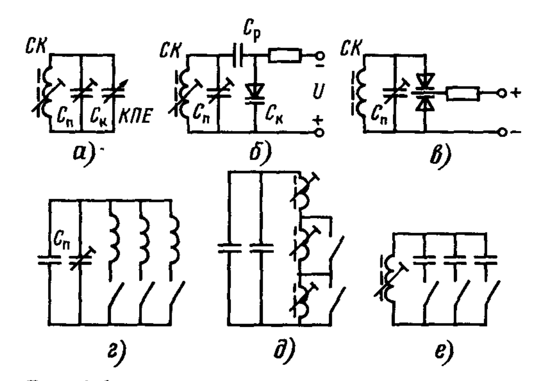


Рис. 1.6

Настройка колебательного контура (рис. 1.6). Плавная перестройка в диапазоне или поддиапазоне частот осуществляется либо механически КПЕ (рис. 1.6,*а*), либо варакторами (емкостными диодами, варикапами) изменением управляющего напряжения U (рис. 1.6,*б, в*).

Преимущество КПЕ с воздушной изоляцией между пластинами ротора и статора – меньше потери радиочастотной энергии, соответственно более острый резонанс. Недостатки – сложность конструкции, сравнительно большие размеры, чувствительность к механическим и акустическим вибрациям; по этим причинам число перестраиваемых колебательных контуров с КПЕ в радиоустройствах обычно не более 3–4.

Преимущества варакторной настройки – миниатюрность, виброустойчивость, прочность, возможность управления настройкой с помощью автоматических электронных устройств, низкая стоимость.

Дискретная перестройка (смена поддиапазонов частот или переход с одной фиксированной частоты на другую) осуществляется переключением катушек (рис. 1.6,*г, д*) или конденсаторов (рис. 1.6,*е*). Регулировку частот настройки в относительно небольших пределах при налаживании аппаратуры выполняют перемещением сердечника катушек СК либо изменением емкости подстроечных конденсаторов $C_п$.

Расчет резонансной частоты f_0, индуктивности L и емкости C. Длина волны (м) и f_0 (МГц) связаны соотношением

$$\lambda f_0 = 300.$$

При расчете L (мкГн) и C (пФ) удобна формула

$LC \approx 25300/f_0^2$,

где L и C – полные индуктивность и емкость цепи. Например, в случае рис. 1.6,*б*, где $C_к$ – емкость КПЕ, $C_р$ – емкость разделительного конденсатора и $C_п$ – емкость подстроечного конденсатора,

$C = C_п + C_р C_к/(C_р + C_к)$.

Требуется учитывать собственные емкости катушки и соединительных проводников, которые прибавляются к емкости конденсаторов.

Влияние емкости внешней цепи на настройку контура. При конструировании колебательного контура учитывают влияние подключаемых к нему внешних цепей (рис. 1.7,*а-в*). Степень влияния зависит от коэффициента включения p. При автотрансформаторной связи (рис. 1.7,*а*) $p = L_c/L$; при трансформаторной (рис. 1.7,*б*) $p \approx M/L$, где M – взаимоиндуктивность между катушками; при емкостной связи (рис. 1.7,*в*) $p = C_1/(C_1 + C_2)$.

Небольшая емкость внешней подключаемой цепи $C_в$ увеличивает емкость контура на $\Delta C = C_в p^2$.

Изменение L и C на сравнительно небольшие величины ΔL и ΔC ($\Delta L \ll L$; $\Delta C \ll C$) изменяет частоту резонанса соответственно на

$\Delta f = f_0(\Delta L/2L)$ и $\Delta f = f_0(\Delta C/2C)$.

Коэффициент передачи колебательного контура $K_к$ по напряжению. Определяется отношением напряжения $U_к$ на конденсаторе или катушке контура к вызывающей это напряжение ЭДС E, наведенной в контуре извне (рис. 1.7): $K_к = U_к/E$. В случае частичной связи контура с внешней цепью, в которую передается напряжение, общий коэффициент передачи

$K = K_к p$.

При частоте резонанса ($f = f_0$) $K_к = Q$ – добротность колебательного контура. Добротность Q зависит от добротности катушки Q_L, добротности конденсатора Q_C и сопротивления внешней цепи $R_в$, подключаемой к контуру (рис. 1.8).

Добротность Q_L определяется сопротивлением r_L, эквивалентным потерям радиочастотной энергии в проводе, изоляции провода, сердечников и каркасе катушки (рис. 1.8):

$Q_L \approx r_L/6{,}3 f_0 L$,

где f_0 в МГц, L в мкГн, r_L в Ом. Обычно в зависимости от конструкции катушки и качества примененных материалов $Q_L \approx 50...250$.

Добротность Q_C зависит от сопротивления R_C, эквивалентного потерям радиочастотной энергии в диэлектрическом слое между электродами (пластинами) конденсатора:

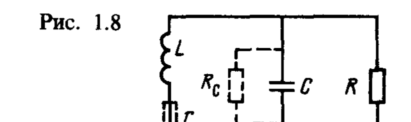


Рис. 1.8

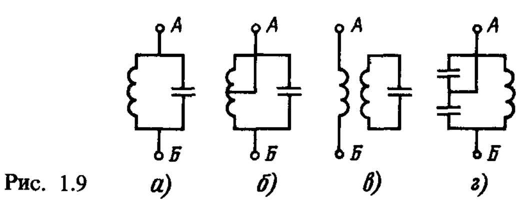


Рис. 1.9 *а)* *б)* *в)* *г)*

$Q_C \approx 6{,}3 f_0 C R_C \cdot 10^{-3}$,

где f_0 в МГц, C в пФ, R_C в кОм. Обычно $Q_C \approx 400...1000$.

Результирующая добротность контура

$Q = Q_L/(1 + Q_L/Q_C + Q_L f_0 L/159 R)$,

где f_0 в МГц, L в мкГн, R в кОм.

При частичном подключении внешней цепи с сопротивлением $R_в$ (рис. 1.7) эквивалентное сопротивление R, подключенное к контуру, определяется по формуле $R = R_в/p^2$. Если к контуру подключено несколько цепей, то R определяется как результирующее сопротивление, полученное в параллельном соединении их эквивалентных сопротивлений. Добротность поэтому зависит не только от конструкции колебательного контура, но и от подключенных к нему внешних цепей.

Сопротивление параллельного колебательного контура. Сопротивление между отводами контура (А и Б на рис. 1.9) при частоте резонанса (резонансное сопротивление) при полном включении (рис. 1.9,*а*) максимально и равно

$R_э \approx 6{,}3 f_0 L Q \cdot 10^{-3}$.

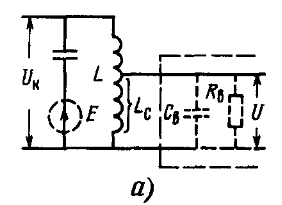
Здесь f_0 в МГц, L в мкГн $R_э$ в кОм.

При частичном включении (рис. 1.9,*б-г*).

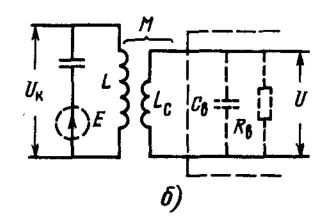
$R_э \approx 6{,}3 f_0 L Q p^2 \cdot 10^{-3}$,

где p – коэффициент включения.

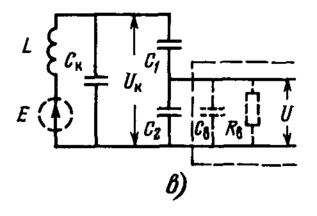
При отклонении частоты f от резонансной частоты сопротивление контура уменьшается.



а)



б)



в)

Рис. 1.7

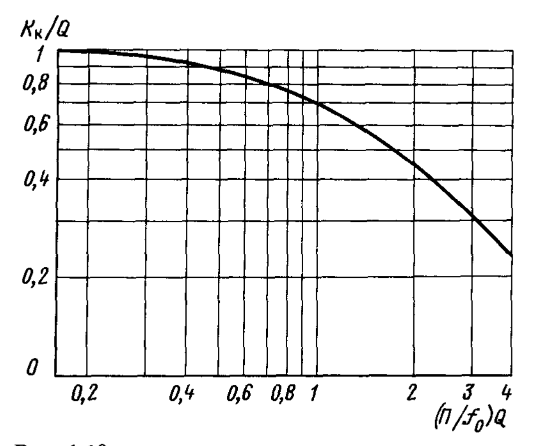


Рис. 1.10

Резонансная характеристика контура. Это график зависимости коэффициента передачи $K_к$ от частоты. При частоте резонанса f_0 коэффициент передачи максимален и равен Q; при отклонении частоты от резонансной он уменьшается. Неравномерность коэффициента передачи в полосе частот П характеризуется уменьшением относительного коэффициента передачи $K_к/Q$ на граничных частотах f_{min} и f_{max} полосы, расположенной симметрично по обе стороны от частоты резонанса f_0 ($П = 2\Delta f$; $\Delta f = f_{max} - f_0 = f - f_{min}$). На рис. 1.10 дан график зависимости $K_к/Q$ от величины $(П/f_0)Q$. При известных Q и f_0 по этому графику можно оценить неравномерность коэффициента передачи в данной полосе П.

Полоса пропускания контура. Это полоса частот П, в пределах которой $K_к$ понижается до значения, допустимого с точки зрения требований к равномерности прохождения через контур составляющих частотного спектра радиосигнала. Полоса пропускания находится из графика на рис. 1.10. Например, часто полоса пропускания

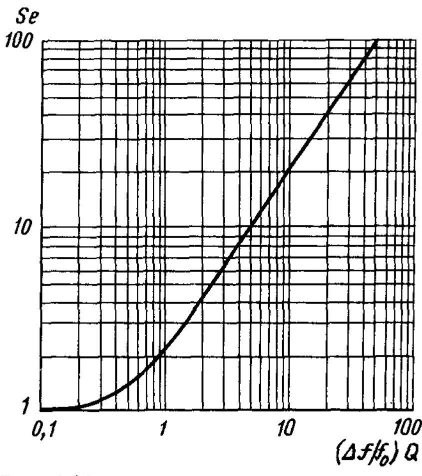


Рис. 1.11

определяется при ослаблении на 30%; в этом случае $ПQ/f_0 \approx 1$, т.е. $П = f_0/Q$.

Если требуется расширить полосу пропускания, то добротность Q уменьшают; для этого достаточно уменьшить R (рис. 1.8), например, параллельным подключением резистора с соответствующим сопротивлением.

Избирательность (селективность) контура Se. Характеризуется ослаблением постороннего колебания (например, помехи радиоприему) с частотой f по отношению к радиосигналу с частотой f_0, на которую настроен контур. На рис. 1.11 дан график зависимости Se от относительной расстройки $(\Delta f/f_0)Q$ (здесь $\Delta f = f - f_0$ или $f_0 - f$). При $(\Delta f/f_0)Q > 10$ $Se \approx 2(\Delta f/f_0)Q$.

1.3. ЧАСТОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Частотный фильтр – четырехполюсник, обладающий способностью сравнительно хорошо пропускать со входа на выход переменные токи, частоты которых лежат в определенных границах, и задерживать токи с частотами за этими границами. Полоса частот токов, которые проходят через фильтр, называется *полосой пропускания* *); полоса частот токов, которые не проходят, – *полосой задерживания*.

График зависимости от частоты амплитуды напряжения или тока на выходе фильтра при данном напряжении или токе на входе либо зависимость от частоты коэффициента передачи называется *амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ) фильтра. Частным случаем АЧХ является резонансная характеристика колебательного контура.

Фильтр, АЧХ которого подобна рис. 1.12,*а*, имеет полосу пропускания при любых частотах ниже f_c и полосу задерживания выше f_c. Частота f_c, вблизи от которой имеет место переход от пропускания к задерживанию, называется *частотой среза*. Фильтр с такой АЧХ называется фильтром *нижних частот*.

Фильтр с АЧХ вида рис. 1.12,*б*, имеющий полосу задерживания ниже частоты среза f_c и полосу пропускания выше f_c, называется *фильтром верхних частот*.

Фильтр с АЧХ вида рис. 1.12,*в* имеет полосу пропускания между частотами среза f_{c1} и f_{c2} и полосы задерживания ниже f_{c1} и выше f_{c2}. Он называется *полосно-пропускающим фильтром* (сокращенно – полосовым фильтром).

Фильтр с АЧХ вида рис. 1.12,*г*, имеющий полосу задерживания между f_{c1} и f_{c2}, а полосы пропускания ниже f_{c1} и выше f_{c2}, называется *полосно-задерживающим* либо *полосно-режекторным* (сокращенно – режекторным) фильтром.

Требуемую АЧХ можно получить, комбинируя фильтры разного вида. Примеры последовательного соединения фильтров с коэффициентами передачи K_1 и K_2 показаны на рис. 1.13. Между фильтрами в данном случае включен разделительный (буферный) усилитель с

*) Встречается также термин «полоса прозрачности».

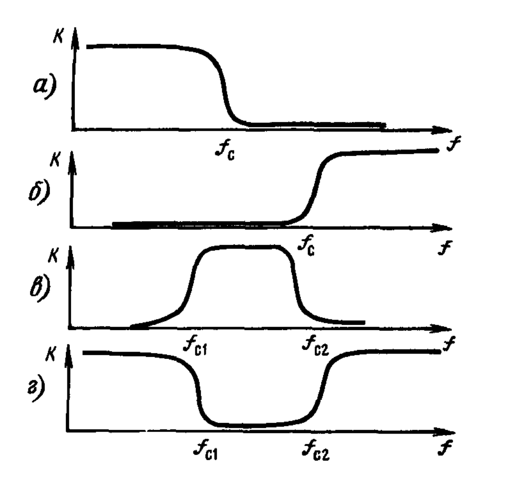


Рис. 1.12

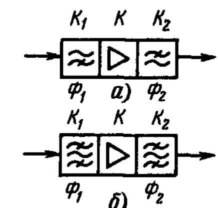


Рис. 1.13

коэффициентом передачи (коэффициентом усиления) K; его применение целесообразно для ослабления влияния подключения второго фильтра к выходу первого на АЧХ первого фильтра. Общий коэффициент передачи в относительных единицах равен произведению коэффициентов передачи $K_1 K K_2$, а в децибелах – сумме $K_{1дБ} + K_{дБ} + K_{2дБ}$. Для варианта рис. 1.13,*а* АЧХ фильтра верхних частот $Ф_1$ с частотой среза $f_{с.в}$, фильтра нижних частот $Ф_2$ с частотой среза $f_{с.н}$ и общая АЧХ показаны на рис. 1.14,*а–в*. Общая АЧХ соответствует полосовому фильтру с частотами среза $f_{с.н}$ и $f_{с.в}$. На рис. 1.13,*б* оба фильтра полосовые, со взаимно смещенными АЧХ (рис. 1.14,*г* и *д*). Общая АЧХ рис. 1.14,*е* полосовая с более узкой полосой пропускания.

Параллельное включение фильтров, например по схеме рис. 1.15, позволяет получить комбинированную АЧХ. Если, например, оба фильтра $Ф_1$ и $Ф_2$ – полосовые с частотами среза соответственно $f_{с1}$, $f_{с2}$ и $f_{с3}$, $f_{с4}$, то общая АЧХ может иметь вид, показанный на рис. 1.16.

RC-фильтры. Простейшие фильтры нижних и верхних частот выполняются из резисторов и конденсаторов. Они применяются на относительно низких частотах (например, звуковых) при отсутствии необходимости в резком изменении коэффициента передачи в области частоты среза. В качестве примера на рис. 1.17 изображены АЧХ одно- и двухзвенных фильтров (по оси

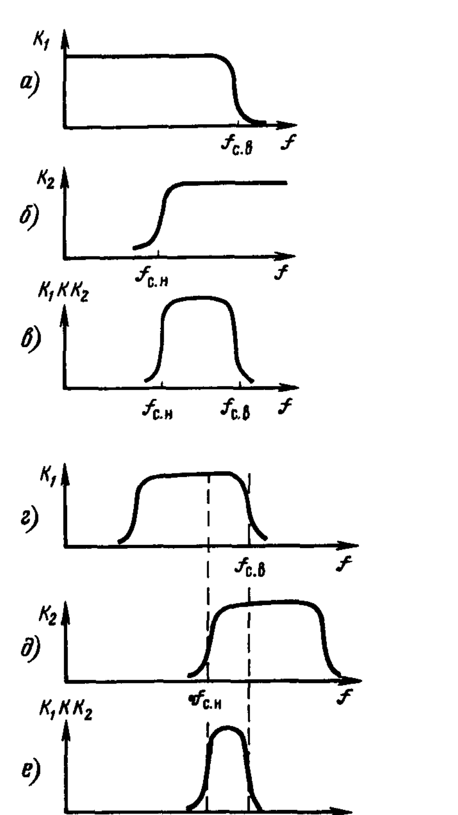


Рис. 1.14

Ф1

Ф2

Рис. 1.15

Рис. 1.16

Рис. 1.17

абсцисс отложены величины $2\pi f\tau$, где $\tau = RC$. Из графика видно, что спад и нарастание коэффициента передачи с изменением частоты происходит медленно (малая крутизна среза). Недостатком являются также потери энергии проходящего тока в резисторах.

Резонансный полосовой фильтр. Это резонансная цепь, АЧХ которой в отличие от характеристики колебательного контура (рис. 1.10) имеет более крутой срез за пределами полосы пропускания, т.е. по форме приближается к прямоугольной. Этим обеспечивается усиленное подавление посторонних колебаний (помех), частоты которых отличаются от частот спектра передаваемого (или выделяемого) сигнала. Полосовые фильтры широко применяются на частотах до десятков мегагерц, главным образом в УПЧ супергетеродинных приемников, обеспечивая высокую избирательность приема, т.е. эффективное подавление помех от близких по частоте радиостанций (помех соседних частотных каналов).

Связанные контуры. В радиолюбительских конструкциях полосовых фильтров часто применяются связанные колебательные контуры. Наиболее распространенные способы связи между контурами показаны на рис. 1.18: трансформаторная (рис. 1.18,*а*), внутриемкостная (рис. 1.18,*б*) и внешнеемкостная (рис. 1.18,*в*). Контуры обычно настраиваются на одну частоту f_0. Параметр, характеризующий связь контуров, – коэффициент связи k.

Обычно $k \ll 1$.

Для рис. 1.18,*а* $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$. Где M – взаимоиндуктивность; для рис. 1.18,*б* $k = \sqrt{C_{к1} C_{к2}}/C_c$; для рис. 1.18,*в* $k = C_c/\sqrt{C_{к1} C_{к2}}$.

Коэффициент передачи фильтра $K_ф$. Определяется отношением напряжения U на последнем контуре к ЭДС E, наводимой в первом контуре (например, рис. 1.18,*г*).

Коэффициент передачи фильтра сложно зависит от коэффициентов связи между контурами и от частоты. Обычно добротности контуров Q делают практически одинаковыми, а коэффициенты связи между контурами k примерно равными $k \approx 1/Q$. Коэффициент передачи $K_{ф0}$ при частоте резонанса $f = f_0$ в зависимости от числа контуров в полосовом фильтре n от 1 до 8 указан в таблице.

n	1	2	3	4	5	6	7	8
$K_{ф0}$	Q	Q/2	Q/3	Q/5	Q/8	Q/13	Q/21	Q/34

Чтобы уменьшить потери, вносимые в первый и последний контуры фильтра из подключенных к ним внешних цепей, применяют трансформаторную или автотрансформаторную (рис. 1.18,*д*) связь с этими цепями.

График избирательности фильтров данного типа $Se = K_{ф0}/K_ф$ в зависимости от относительной расстройки $(\Delta f/f_0)Q$ (аналогично рис. 1.11) дан на рис. 1.19.

Лестничные фильтры. Наряду с резонансными полосовыми фильтрами в виде связанных колебательных контуров в радиотехнической и электронной аппаратуре в широком диапазоне частот – от звуковых и примерно до 100 кГц – применяются многозвенные лестничные (иначе, цепные) фильтры, обычно образуемые каскадным включением ряда однотипных симметричных звеньев из практически чисто реактивных элементов: катушек и конденсаторов. Структура звеньев – Т-образная вида рис. 1.20,*а* или П-образная вида рис. 1.20,*б*. x_1 и x_2 – реактивные сопротивления ωL либо $1/\omega C$. Реактивные сопротивления горизонтальных ветвей Т-образного звена (рис. 1.20,*а*) имеют величину $0{,}5x_1$; при соединении звеньев по схеме рис. 1.20,*в* две такие

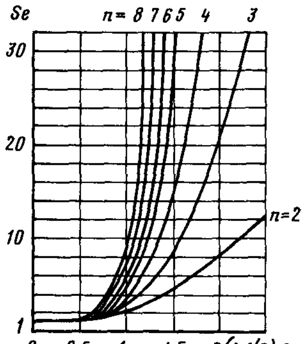


Рис. 1.19

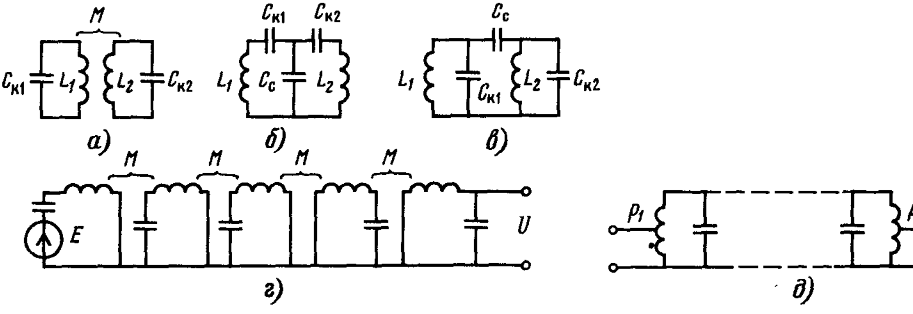


Рис. 1.18

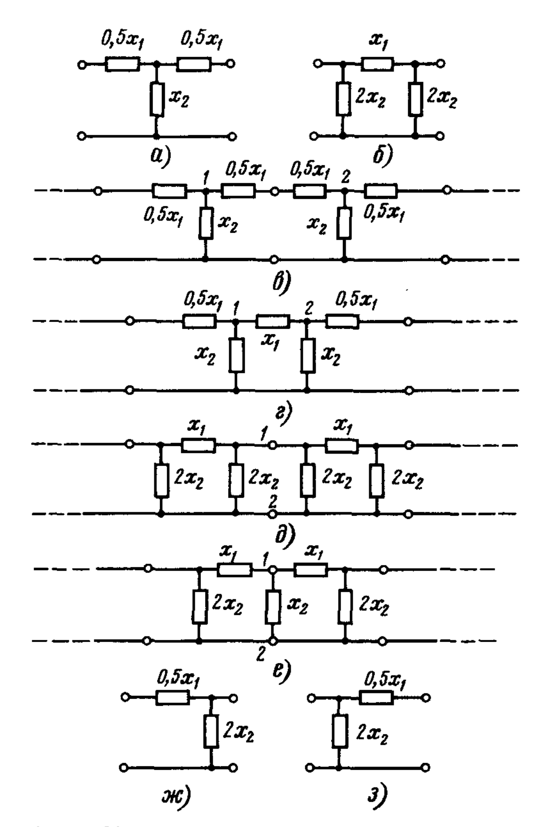


Рис. 1.20

ветви между точками 1 и 2 заменяют одной ветвью с сопротивлением x_1, как на рис. 1.20,*г*. Реактивные сопротивления вертикальных ветвей П-образного звена (рис. 1.20,*б*) имеют величину $2x_2$; при соединении звеньев по схеме рис. 1.20,*д* две такие ветви между точками 1 и 2 заменяют одной ветвью с сопротивлением x_2, как на рис. 1.20,*е*.

Фильтры начинаются и оканчиваются полузвеньями вида рис. 1.20,*ж* и *з*. Полузвено на рис. 1.20,*ж* включается на входе фильтра с П-образными звеньями и на выходе фильтра с Т-образными звеньями. Полузвено на рис. 1.20,*з* включается на входе фильтра с Т-образными звеньями и на выходе фильтра с П-образными звеньями.

Фильтр включается согласно рис. 1.21,*а* между цепью, служащей для него источником сигнала, и нагрузкой – цепью, в которую поступает сигнал с выхода фильтра. На рисунке E – ЭДС сигнала, $R_и$ – сопротивление источника, $R_н$ – сопротивление нагрузки (входное сопротивление последующей цепи). Проектирование лестничных фильтров обеспечивает получение требуемых частотных свойств (пропускания или задержания в нужных полосах частот) при данных $R_и$ и $R_н$, а также согласование цепей (§ 1.1), т.е. наиболее эффективную передачу энергии сигнала от источника в нагрузку. Обычно при этом требуется

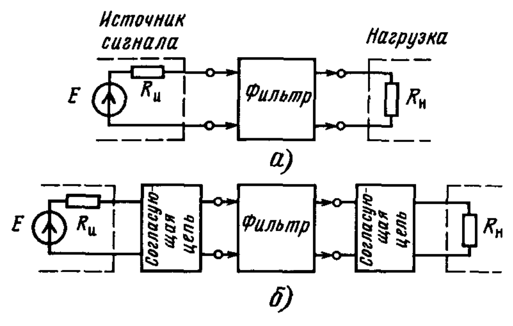


Рис. 1.21

преобразовать сопротивления $R_и$ и $R_н$ в определенную величину R_x – характеристическое сопротивление фильтра. Значение R_x обеспечивается подбором индуктивностей катушек и емкостей конденсаторов в ветвях звеньев фильтра, а согласование R_x с $R_н$ и $R_и$ достигается применением согласующих цепей между источником сигнала и входом фильтра и между выходом фильтра и нагрузкой, как показано на рис. 1.21,*б*. Согласование обеспечивают цепи типа показанных на рис. 1.4, либо частичное включение по схеме рис. 1.7 (§ 1.1).

На рис. 1.22 приведены схемы наиболее распространенных и относительно простых по конструкции звеньев фильтров.

На рис. 1.22,*а*–*в* – звенья ФНЧ; звено *в* обеспечивает повышенную крутизну среза. Связь

Рис. 1.22

между индуктивностью катушек (Гн), емкостью конденсаторов (Ф), частотой среза f_c (Герц) и характеристическим сопротивлением R_x (Ом) выражается в случае звеньев а и б формулами:

$L = 0{,}32R_x/f_c$; $C = 0{,}32/(R_x f_c)$; $f_c = 0{,}32/\sqrt{LC}$; $R_x = \sqrt{L/C}$.

Для звена рис. 1.22,*в*

$L = 0{,}18R_x/f_c$; $C_1 = 0{,}085/(R_x f_c)$; $C_2 = 0{,}18/(R_x f_c)$, $f_c = 0{,}18/\sqrt{LC_2}$; $R_x = \sqrt{L/C_2}$.

На рис. 1.22,*г*–*е*–звенья ФВЧ; звено *е* обеспечивает повышенную крутизну среза. В случае звеньев *г* и *д*

$L = 0{,}08R_x/f_c$; $C = 0{,}08/(R_x f_c)$; $f_c = 0{,}08/\sqrt{LC}$; $R_x = \sqrt{L/C}$.

Для звена рис. 1.22,*е*

$L_1 = 0{,}3R_x/f_c$; $L_2 = 0{,}13R_x/f_c$; $C = 0{,}13/R_x f_c$; $f_c = 0{,}13/\sqrt{L_2 C}$; $R_x = \sqrt{L_2/C}$.

На рис. 1.22,*ж* и *з*–звенья полосно-пропускающих фильтров. В этом случае при верхней и нижней частотах среза f_{c2} и f_{c1}

$L_1 = 0{,}3R_x/(f_{c2} - f_{c1})$;

$C_1 = 0{,}08(f_{c2} - f_{c1})/(f_{c1} f_{c2} R_x)$;

$C_2 = 0{,}3 \cdot 1/[R_x(f_{c2} - f_{c1})]$; $R_x = \sqrt{L_1/C_2}$.

На рис. 1.22,*и* и *к*–звенья полосно-заграждающих фильтров. В этом случае при частотах среза f_{c2} и f_{c1}

$L_1 = 0{,}3R_x(f_{c2} - f_{c1})/f_{c1} f_{c2}$; $C_1 = 0{,}08/R_x(f_{c2} - f_{c1})$; $L_2 = 0{,}08R_x/(f_{c2} - f_{c1})$; $C_2 = 1{,}25(f_{c2} - f_{c1})/f_{c1} f_{c2} R_x$; $R_x = \sqrt{L_2/C_1}$.

1.4. КАТУШКИ

Типы однослойных катушек, часто встречающихся в радиолюбительской практике, изображены на рис. 1.23.

Однослойная цилиндрическая катушка. Применяется обычно при индуктивности менее 150 мкГн. При плотной намотке виток к витку (рис. 1.23,*а*) индуктивность L (мкГн) рассчитывается по формуле

$$L = W^2 D \cdot 10^{-3}(l/D + 0{,}45),$$

где W–число витков, D и l–диаметр и длина намотки, мм.

Число витков для получения требуемой индуктивности

$$W = 32\sqrt{(L/D)\,(l/D + 0{,}45)}.$$

Диаметр провода по изоляции $d = l/W$.

При намотке с шагом *a*, превышающим диаметр провода (рис. 1.23,*б*), индуктивность рассчитывается по той же формуле, но к полученному значению прибавляется поправка ΔL (мкГн):

$$\Delta L = 0{,}25wD \cdot 10^{-4}(a/d - 1)(12 - a/d).$$

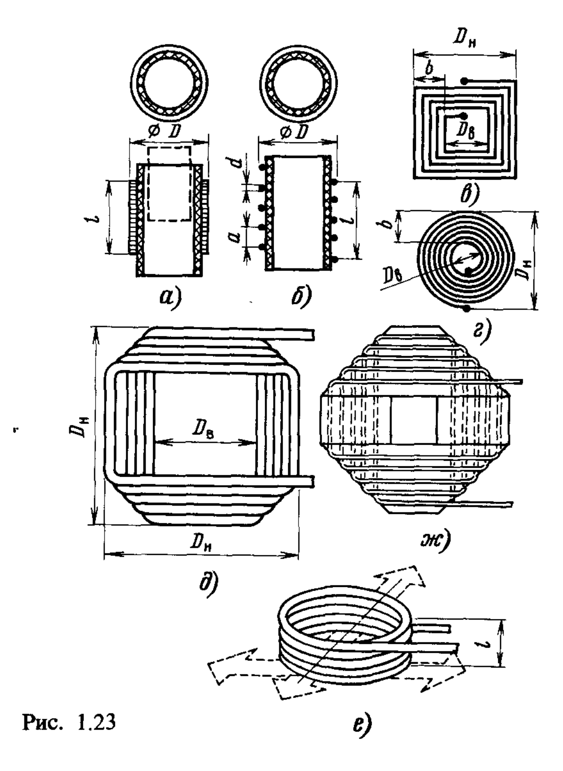


Рис. 1.23

При помещении катушки в металлический цилиндрический экран диаметром $D_э$ индуктивность L несколько уменьшается, принимая значения

$$L_э \approx L[1 - K_э(D/D_э)^3].$$

Коэффициент $K_э$ определяется из графика рис. 1.24. Влияние экрана квадратного сечения со стороной $D_э$ немного меньше.

Экран изготовляется из немагнитного металла. Для предотвращения влияния экрана на добротность катушки диаметр экрана выбирают равным или большим удвоенного иаружного диаметра катушки.

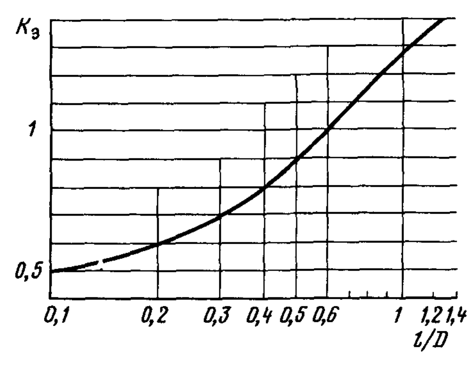


Рис. 1.24

Плоские катушки. Катушки вида рис. 1.23,*в* и *г* могут изготавливаться вместе с монтажными соединениями на печатной плате. При квадратной форме витков (рис. 1.23,*в*) индуктивность (мкГн) может быть найдена по формуле

$$L = 8 \cdot 10^{-4} w^2 D_{ср}[0{,}73 + 0{,}22b/D_{ср} + 0{,}125(D_{ср}/b - 1)^2].$$

Здесь $D_{ср}$ в миллиметрах.

При круглой форме витков (рис. 1.23,*г*)

$$L = 25 \cdot 10^{-4} w^2 D_{ср}/(1 + 2{,}75b/D_{ср}).$$

На рис. 1.23,*д* схематически изображена плоская катушка конструкции А. Г. Зиновьева. Ее можно сделать, намотав провод на цилиндрическую оправку и скрепив витки клеем. Затем, сняв катушку с оправки, ей придают плоскую форму сплющиванием; для этого верхние и нижние края растягивают во взаимно перпендикулярных направлениях, как это показано на рис. 1.23,*е* стрелками.

При диаметре цилиндрической катушки D размеры $D_н \approx 0{,}78D + l$; $D_в \approx 0{,}78D - l$, где l – высота намотки (рис. 1.23,д).

Индуктивность $L_п$ описанной плоской катушки рассчитывается по формуле $L_п = kL_ц$, где $L_ц$ – индуктивность цилиндрической катушки (рис. 1.23,*е*). Определить $L_ц$ можно по формуле для катушки рис. 1.23,*а*. Коэффициент k находится по формуле $k = 1 - 0{,}64l(w - 1)/wD_{ср}$.

Шаг намотки можно увеличить с помощью намотки на покрывающую оправку бумаги, также скрепив ее клеем (рис. 1.23,*ж*).

Тороидальная катушка. Цилиндрическая катушка, свернутая в кольцо (рис. 1.25,*а*). Магнитное поле сосредоточено внутри катушки, рассеяние его вне катушки мало; слабо проявляется и воздействие на катушку внешних магнитных полей. Это облегчает требования к экранированию.

Индуктивность тороидальной катушки (мкГн)

$$L \approx 3{,}1 \cdot 10^{-4} w^2 D_1^2/D,$$

где D_1 – диаметр поперечного круглого сечения катушки (диаметр витка), D – средний диаметр кольца (тороида) (мм):

$$D = 0{,}5(D_н + D_в).$$

Индуктивность катушки с круглым ферритовым сердечником прямоугольного сечения (рис. 1.25,*б*)

$$L = 3{,}7 \cdot 10^{-4} \mu w^2 h[(a/D) - 0{,}4(a/D)^2],$$

где μ – магнитная проницаемость материала сердечника, h – измеряется в миллиметрах.

Способ изготовления тороидальной катушки без сердечника, предложенный А. Г. Зиновьевым, показан на рис. 1.25,*в* и *г*. Цилиндрическая катушка проклеивается с одной стороны эластичным лаком (ЭЛ на рис. 1.25,*в*) и затем сворачивается в кольцо (рис. 1.25,*г*), после чего может быть скреплена лентой, оклеенной по внешней поверхности.

На рис. 1.25,*д* показана в разрезе по диаметру тороидальная катушка в металлическом экране или пластмассовом кольцеобразном корпусе из двух половин K_1 и K_2.

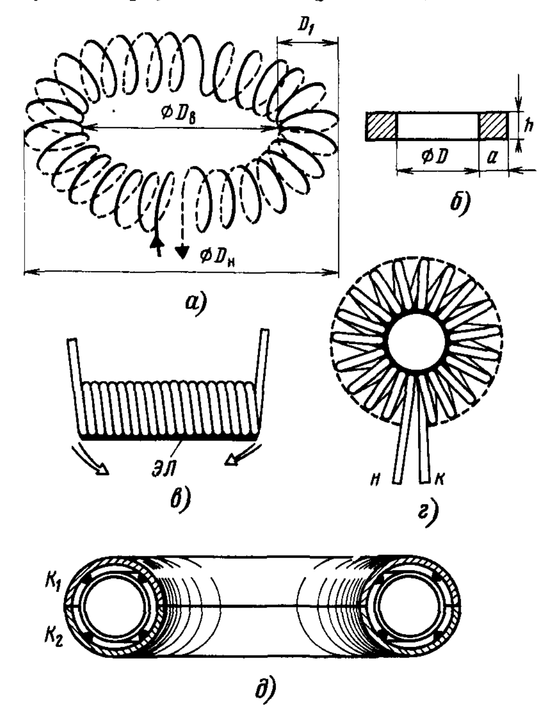


Рис. 1.25

Многослойная катушка (рис. 1.26,*а*). Намотка такой катушки делается рядами; «вразброс» либо «универсаль». Многослойная зигзагообразная (сотовая) намотка «универсаль» (рис. 1.26,*б*) уменьшает собственную (межвитковую) емкость катушки и соответственно потери радиочастотной энергии в изоляции провода (диэлектрические потери), что увеличивает добротность катушки Q_L. Катушки наматываются на специальных станочках проводом диаметром 0,07...0,5 мм.

Индуктивность многослойной катушки (мкГн) находится по формуле

$$L = 10^{-3} w^2 D_{ср}/(1{,}125l/D_{ср} + 1{,}25b/D_{ср} + 0{,}375).$$

Число витков, необходимое для получения заданной индуктивности,

$$w = 32\sqrt{L/D_{ср}(1{,}125l/D_{ср} + 1{,}25b/D_{ср} + 0{,}375)}.$$

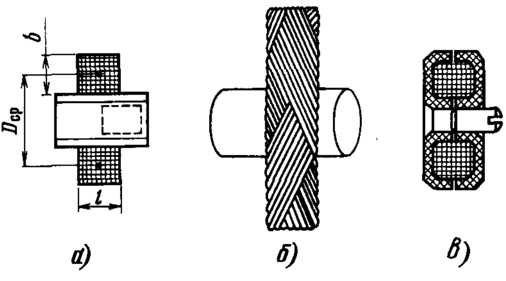


Рис. 1.26

Сердечник в виде цилиндрического стержня из феррита или карбонильного железа (штриховая линия на рис. 1.26,*а*) увеличивает индуктивность в 1,5 ... 2 раза либо позволяет получить требуемую индуктивность с меньшим на 30...40% числом витков; соответственно уменьшается сопротивление потерь в проводе катушки r (рис. 1.8) и возрастает добротность катушки Q_L.

Продольным перемещением сердечника регулируют индуктивность до ± (10...15)%. Для этого сердечник делается с резьбой и перемещается вращением в резьбе гайки или каркаса. Применение сердечника увеличивает в несколько раз чувствительность индуктивности к изменениям температуры.

Дальнейшее значительное увеличение индуктивности без увеличения числа витков достигается применением броневого сердечника (рис. 1.26,*в*). Регулирование индуктивности, как и в предыдущем случае, осуществляется продольным перемещением стержня; при замкнутом броневом сердечнике изменение L составляет до 20%. Одно из достоинств броневого сердечника состоит в том, что катушка защищена от внешних магнитных полей и сама не создает магнитного поля во внешнем пространстве, поэтому она не нуждается в экранировании, если же экран применяется, то стенки его могут находиться в непосредственной близости к сердечнику, что ведет к уменьшению размеров катушки.

Выбор провода. Вследствие поверхностного эффекта (концентрация тока высокой частоты в тонком поверхностном слое провода) сопротивление r увеличивается с повышением частоты, что затрудняет получение большой добротности Q_L. Если требуется увеличить Q_L, то усиление поверхностного эффекта компенсируют увеличением диаметра провода катушки, что затрудняет уменьшение ее размеров. В любительских конструкциях однослойных катушек для радиоприемников (диапазонов УКВ и в передатчиках) диаметр провода обычно выбирают 0,5 ... 2 мм, в многослойных – провод ПЭШО 0,1 ... 0,2 мм. Для катушек с большой индуктивностью при необходимости повысить добротность применяют крученый многожильный провод (из нескольких жилок с эмалевой изоляцией 0,06 ... ... 0,08 мм).

Коэффициент связи. Точный расчет взаимоиндуктивности и коэффициента связи между катушками представляет большие трудности, поэтому конструкторы обычно ограничиваются приблизительным расчетом, результаты которого затем уточняют экспериментально при налаживании аппаратуры.

Если одна из катушек находится внутри другой (рис. 1.27,*а* и *б*), то коэффициент связи между ними

$$k \approx (D_2/D_1)^2 l_2/l_1 \text{ (для рис. 1.27,}a\text{)};$$

$$k \approx (D_2/D_1)^2 l_1/l_2 \text{ (для рис. 1.27,}б\text{)}.$$

При расположении двух катушек примерно одинаковых размеров на расстоянии друг от друга, как показано на рис. 1.27,*в* (в частности при размещении их на общем каркасе),

$$k \approx 1/[2 + 2{,}5(l/D)^2 + 40(A/D)^2].$$

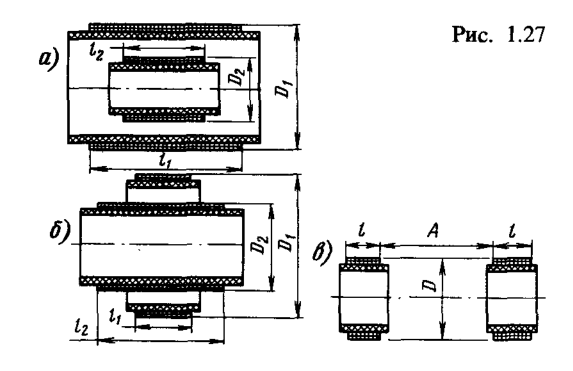


Рис. 1.27

При намотке катушки связи поверх катушки колебательного контура и при размещении катушек в броневом сердечнике k ≈ 1. Взаимоиндуктивность между двумя катушками с индуктивностями L_1 и L_2 при данном коэффициенте связи k

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}.$$

Вариометр. Плавное изменение индуктивности в широких пределах без применения магнитных сердечников может быть обеспечено вариометром с подвижными катушками, одна из которых, расположенная внутри другой, поворачивается (рис. 1.28). Принцип действия вариометра поясняет рис. 1.29. На рис. 1.29,*а* катушки с индуктивностями L_1 и L_2 расположены соосно с одинаковым направлением витков и имеют общий магнитный поток. Полная индуктивность при этом максимальна и равна $L_{max} = L_1 + L_2 + 2M$. При повороте подвижной катушки (ротора) по отношению к неподвижной (статору) на угол 90° (рис. 1.29,*б*) магнитные потоки взаимно перпендикулярны, M = 0 и $L = L_1 + L_2$. При дальнейшем повороте ротора еще на 90° (рис. 1.29,*в*), магнитные потоки противоположны

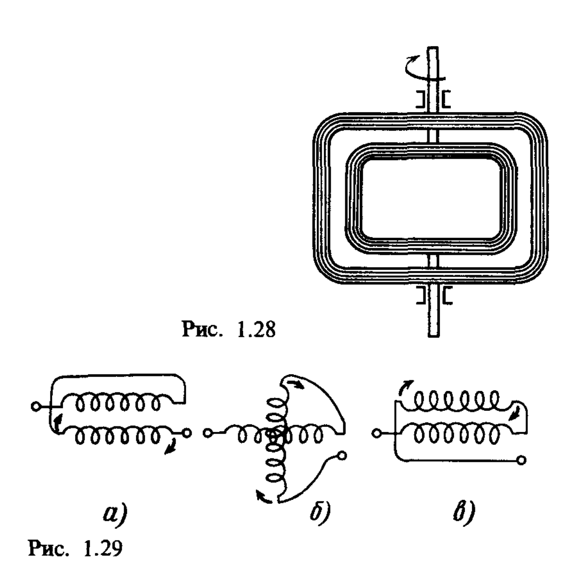


Рис. 1.28

Рис. 1.29

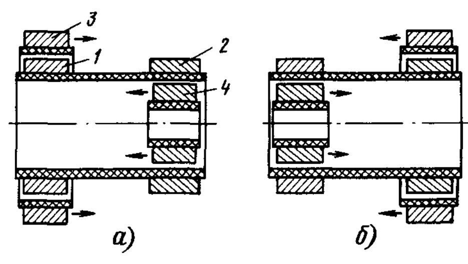


Рис. 1.30

и $L_{min} = L_1 + L_2 - 2M$. В частности, при $L_1 = L_2$ имеем $L_{max} = 2L(1 + k)$ и $L_{min} = 2L(1 - k)$, т.е. $L_{max}/L_{min} = (1 + k)/(1 - k)$. Например, при $k \approx 0,5$ (рис. 1.28) индуктивность изменяется в 3 раза. При увеличении k изменение L возрастает до 4 ... 5 раз.

На рис. 1.30 показан принцип вариометра с встречным возвратно-поступательным движением секций одной из катушек (авторы конструкции Д. С. Рябоконь, Т. Д. Рябоконь, А. Г. Зиновьев). Здесь 1 и 2 – секции неподвижной катушки, 3 и 4 – секции подвижной катушки со встречным движением (показано стрелками). Секции 1 и 2 соответственно 3 и 4 имеют противоположные направления намотки (на рис. 1.30 направления показаны штриховыми линиями).

На рис. 1.30 секции 1, 3 и 2, 4 имеют одинаковое направление намотки и индуктивность максимальна. В положении, показанном на 1.30,*б*, направления намотки взаимно противоположны и индуктивность минимальна. Изменение индуктивности достигает 10 ... 20 раз.

Уменьшение размеров катушек. Если пропорционально уменьшить в N раз все размеры катушки, включая применение провода в N раз меньшего диаметра, и при этом число витков оставить без изменения, индуктивность уменьшится приблизительно в N раз, и добротность катушки Q_L изменится мало (может возрасти).

1.5. РАДИОЧАСТОТНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсаторы для цепей радиотехнической и электронной аппаратуры, в том числе и для цепей радиочастоты – колебательных контуров и фильтров, выпускаются промышленностью и имеются в продаже в широком ассортименте; поэтому при конструировании любительской аппаратуры они обычно используются как готовые изделия. В самостоятельном изготовлении необходимости, как правило, не возникает. Емкость конденсатора (пФ) зависит от размеров его элементов (рис. 1.31) и определяется по формуле

$$C \approx 0{,}09\varepsilon\frac{S}{d}(n - 1),$$

где ε – диэлектрическая постоянная материала, заполняющего промежутки между пластинами; S – площадь зоны взаимного перекрытия пластин, см²; d – размер зазора между пластинами см; n – общее число пластин.

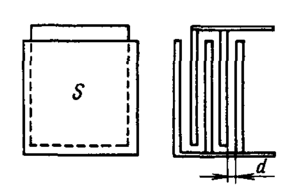
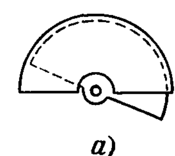


Рис. 1.31



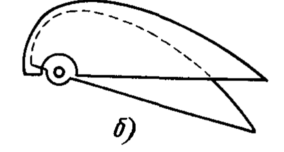


Рис. 1.32

Конденсаторы переменной емкости обычно состоят из статора и поворотного ротора (рис. 1.32). Емкость конденсатора с полукруглыми пластинами (рис. 1.32,*а*) изменяется прямо пропорционально углу поворота; такой конденсатор называется прямоемкостным. При специально вытянутой форме пластин (рис. 1.32,*б*) емкость изменяется в зависимости от угла поворота ротора по такому закону, что углу поворота пропорциональна не емкость, а изменение частоты настройки резонансного контура с конденсатором, называемым *прямочастотным*.

1.6. РЕЗОНАНСНЫЕ ЛИНИИ

По мере перехода к более коротким волнам индуктивность и емкость колебательного контура приходится уменьшать. При длине волны 2...3 м катушка состоит уже из нескольких витков малого диаметра; на дециметровых волнах у нее один виток; т.е. превращается в отрезок проводной линии (рис. 1.33,*а*). При помещении такой катушки в экран роль одной из сторон витка может играть стенка экрана (рис. 1.33,*б*). Колебательные контуры подобно-

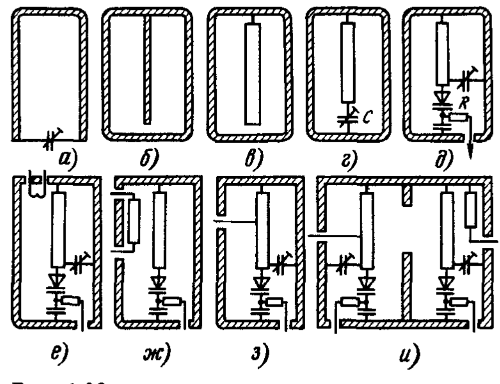


Рис. 1.33

го типа называют *резонансными линиями.* Они широко применяются в практике конструирования любительской аппаратуры в диапазонах дециметровых волн, а с началом космического радиолюбительства – и на сантиметровых волнах. Для увеличения добротности резонансной линии увеличивают диаметр или ширину внутреннего проводника (рис. 1.33,*в*).

Конденсатор в резонансной линии не обязателен, так как резонанс обеспечивается собственной емкостью провода. Для точной настройки на нужную частоту может служить миниатюрный подстроечный конденсатор (рис. 1.33,*г*). Для перестройки широко применяются варакторы, включаемые согласно рис. 1.33,*д*. Их емкость регулируется (как и в случае рис. 1.6,*б* и *в*) подачей на варактор управляющего напряжения через резистор R.

При C = 0 длина внутреннего провода равна λ/4; при наличии емкости C она несколько меньше этой величины и тем меньше, чем больше емкость.

Собственные потери энергии колебаний в резонансной линии обычно сравнительно малы, поэтому ее добротность составляет несколько сотен, фактическая добротность в этом случае в большей мере определяется сопротивлением подключенных к резонансной линии внешних цепей.

Связь резонансной линии с внешними цепями обычно делается трансформаторной с помощью витка (рис. 1.33,*е*) или проводника (рис. 1.33,*ж*) либо автотрансформаторной (рис. 1.33,*з*). Связь резонаторов часто осуществляют, располагая их рядом, через отверстие в общей стенке (рис. 1.33,*и*).

Если экран резонансиой линии имеет форму коробки, то при достаточных его размерах помимо показанных на рис. 1.33 варакторов, резисторов и конденсаторов в него можно поместить транзисторы и другие миниатюрные компоненты устройств, в состав которых входит эта линия.

В радиолюбительской практике находят применение резонансные линии различной конструкции. Широко применяются полосковые линии, выполняемые на поверхности диэлектрических пластин методами печатного монтажа. Поперечное сечение нескольких типов полосковых линий схематично показано на рис. 1.34. Здесь Л – линия, Д – диэлектрическая пластина, Э – металлические пластины экрана.

Подобно многоконтурным фильтрам из колебательных контуров, в диапазоне УВЧ и СВЧ применяют фильтры из ряда полосковых резонаторов, связанных друг с другом через емкость между краями полосок. Пример схемы фильтра из четвертьволновых полосковых резонаторов показан на рис. 1.35,*а*. Другое типичное выполнение фильтра СВЧ с полуволновыми полосками показано на рис. 1.35,*б*.

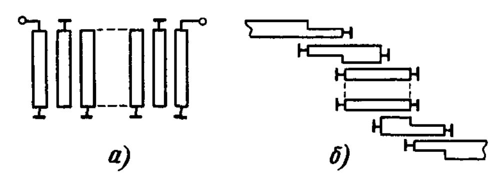


Рис. 1.35

1.7. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Пьезоэлектрический преобразователь (рис. 1.36,*а*). Он служит для преобразования электрического напряжения переменного тока в широком диапазоне частот в механические колебания и обратно. Такой преобразователь выполняется в виде пластинки (или бруса) П из пьезокерамики или кварца, покрытой с двух сторон тонкой металлической пленкой, образующей электроды Э. При приложении к электродам напряжения в пластинке возникают упругие колебания – *прямой пьезоэлектрический эффект.* С помощью элементов механической связи колебания пластинки могут быть переданы другим элементам конструкций для возбуждения в них механических колебаний. В свою очередь, упругие механические колебания в пластинке создают напряжения между электродами – *обратный пьезоэлектрический эффект.*

Пьезоэлектрический резонатор. При определенном соотношении частоты колебаний и размеров пластинки амплитуда колебаний максимальна, т. е. возникает механический резонанс. Вследствие обратного пьезоэлектрического эффекта при этом максимален и переменный ток между электродами, как в колебательном контуре при электрическом резонансе; поэтому при частотах, близких к резонансу, преобразователь (рис. 1.36, *а*) по свойствам аналогичен цепи

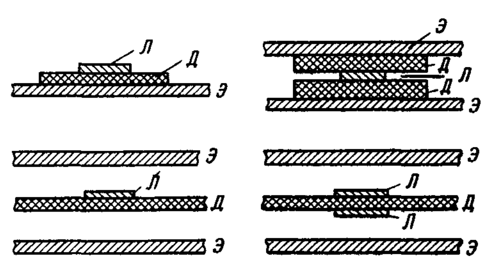


Рис. 1.34

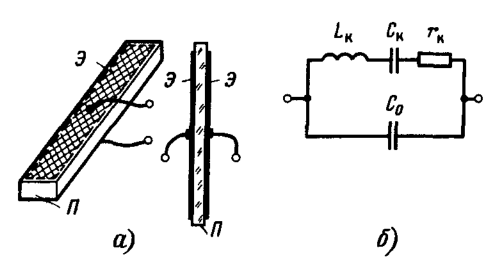


Рис. 1.36

рис. 1.36, *б*. Здесь L_k, C_k и r_k определяются качеством пьезоэлектрического материала, размерами и формой пластины, а C_0 – прямая емкость между электродами.

Добротность пьезоэлектрического резонатора значительно превышает добротность колебательного контура; она особенно велика у резонаторов из высококачественного кварца: тысячи и десятки тысяч. Резонансная частота кварцевых пьезоэлектрических резонаторов отличается высокой стабильностью при изменении температуры и других внешних условий, поэтому их применяют в генераторах и фильтрах при высоких требованиях к стабильности.

Однокварцевый фильтр. Простейший узкополосный фильтр часто выполняют с одним кварцевым резонатором по мостовой схеме рис. 1.37, *а*; трансформатор необязателен, возможно применение усилителя с симметричным выходом и «средней точкой», соединяемой с общим проводом («землей»). Конденсатор $C_н$ нейтрализует емкость C_0 (рис. 1.36, *б*), давая в резистор R такой же ток, как проходящий через C_0, но противоположного направления. Согласно рис. 1.36, *б* при точной компенсации тока в C_0 кварц с резистором R, с которого снимается выходное напряжение, подобен колебательному контуру из L_k, C_k и сопротивления $R_k + R$. Изменяя R, регулируют добротность цепи и, следовательно, полосу пропускания.

Двухкварцевый фильтр. Выполняется по схеме рис. 1.37, *б* с кварцами, имеющими близкие, но несовпадающие частоты резонанса. Назначение конденсаторов $C_{н1}$ и $C_{н2}$ то же, что и в однокварцевом фильтре. В зависимости от выбора частот кварцев получается различная (более широкая) полоса пропускания, а резонансная характеристика приближается к прямоугольной.

Связанные пьезоэлектрические резонаторы. Подобно связанным колебательным контурам (рис. 1.18), пьезокерамические резонаторы могут образовывать связанные структуры, обладающие свойствами полосовых фильтров. Распространенный резонатор этого вида (Н-образный) имеет вид рис. 1.38, *а*. По основным свойствам такой резонатор подобен полосовому фильтру с катушками и конденсаторами вида рис. 1.38, *б*.

Электромеханические резонаторы. Выполняются в виде металлических дисков или пластинок (плиток) различной формы, а также цилиндрических и других стержней. Используются в генераторах и фильтрах в широких диапазонах частот: от звуковых (например, камертон) до ОВЧ. Такие резонаторы отличаются высокой

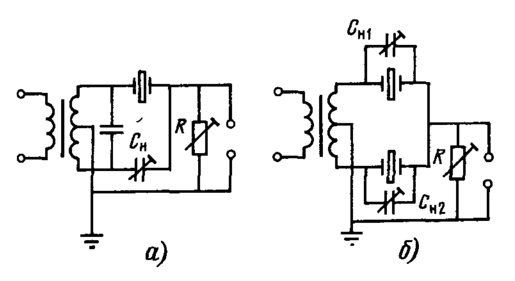
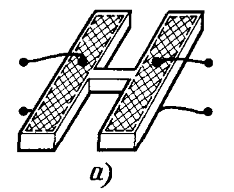


Рис. 1.37



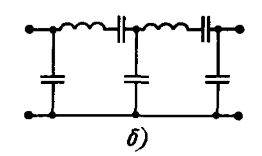


Рис. 1.38

добротностью (остро выраженным резонансом). Для повышения резонансной частоты уменьшают размеры резонатора. Используется в единой конструкции с электромеханическими преобразователями. В фильтрах применяют два преобразователя: входной, преобразующий электрический сигнал в механические колебания, и выходной для обратного преобразования. Распространены магнитострикционные и пьезоэлектрические преобразователи.

В варианте конструкции рис. 1.39, *а* резонатор содержит пьезокерамический преобразователь ПП (рис. 1.36, *а*), на поверхности которого расположены металлические резонаторы Р в виде упругих пластинок или брусочков. В другом варианте (рис. 1.39, *б*) резонатор Р помещен между преобразователями $ПП_1$ и $ПП_2$.

Связанные электромеханические резонаторы. Электромеханические резонаторы связываются друг с другом с помощью приваренных к металлическим пластинкам стальных упругих кусочков проволоки либо перемычек (элемент связи ЭС на рис. 1.40). В средней части пластинок имеются участки, которые при возбуждаемых механических колебаниях остаются неподвижными, – узлы. Продольные изгибные колебания происходят относительно узла по обе его стороны. В узлах резонаторы могут быть соединены перемычками (П на рис. 1.40), образуя жесткую деталь, причем перемычки не влияют на колебательные свойства пластинок. В узлах плас-

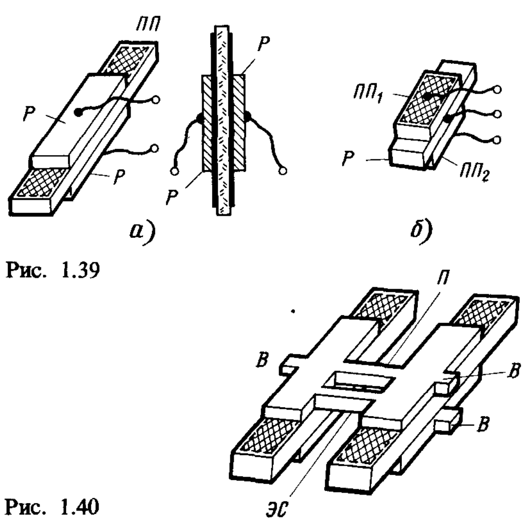


Рис. 1.39

Рис. 1.40

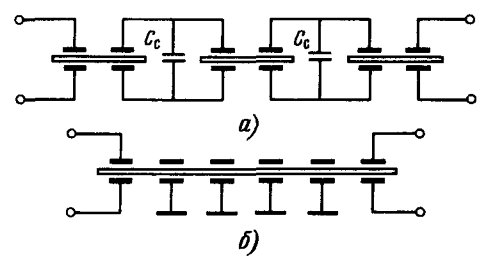


Рис. 1.41

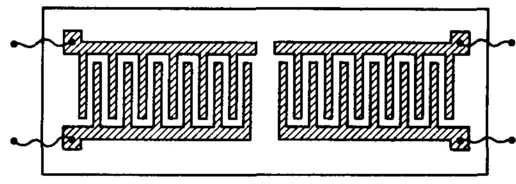


Рис. 1.42

тинок делаются также выступы В для крепления резонаторов в корпусе фильтра.

Многозвенные фильтры. Связанные резонаторы вида рис. 1.38, *а* или рис. 1.40 используются в качестве отдельных фильтров либо в качестве элементов многозвенных (лестничных) фильтров сосредоточенной селекции. В последнем случае двухрезонаторные звенья могут соединяться последовательно с помощью конденсаторов связи C_c на рис. 1.41, *а*. Встречаются также электромеханические фильтры с упругими механическими связями, например, по типу рис. 1.40, но с числом звеньев более двух (схематично показано на рис. 1.41, *б*).

Фильтры с поверхностными акустическими волнами (рис. 1.42). На пьезоэлектрической пластинке имеются две гребенчатые структуры из металлической пленки: входная и выходная. Входной сигнал вызывает акустическую волну на поверхности пластин. Пробегая по аналогичной приемной структуре, эта волна создает в ней напряжение, которое поступает на выход фильтра. Фильтры с поверхностными акустическими волнами применяются в широком диапазоне частот, охватывающем ВЧ, ОВЧ и УВЧ.

1.8. УСИЛИТЕЛИ

Усилитель с несимметричным входом и выходом. Типовая схема однокаскадного резисторного усилителя сигналов переменного тока с биполярным транзистором показана на рис. 1.43, *а*. Транзистор VT может иметь структуру p-n-p, в этом случае полярность источника питания изменяется на обратную; могут применяться также полевые транзисторы. Разделительный конденсатор $C_р$ служит для перехода к следующему каскаду по переменному току с развязкой каскадов по постоянному току.

В резонансном усилителе, настраиваемом на нужную частоту, вместо резистора $R_к$ в коллекторную цепь включается колебательный контур – трансформаторно (рис. 1.43, *б*) или автотрансформаторно (рис. 1.43, *в*). Для повышения избирательности и получения частотной характеристики по форме, приближающейся к прямоугольной, может быть включен фильтр (рис. 1.43, *г*) – полосовой либо нижних или верхних частот.

Резистор $R_э$ (рис. 1.43, *а*) создает ООС по постоянному току, которая стабилизирует режим и параметры транзистора в условиях изменяющихся окружающей температуры и напряжения источника питания. При отсутствии конденсатора, шунтирующего этот резистор, получается ООС по переменному току; усиление уменьшается, но становится равномерным в более широкой полосе частот.

Распространен усилительный каскад с последовательным включением транзисторов без разделительного конденсатора $C_р$ (рис. 1.44). Такой усилитель обладает высоким входным сопротивлением и стабильным усилением.

Повторитель. Это усилитель, воспроизводящий сигнал практически в неизменном виде («повторяющий» сигнал), т. е. без изменения формы и фазы. Уровень выходного напряжения равен входному.

Широко применяются эмиттерный (рис. 1.45, *а*) и истоковый (рис. 1.45, *б*) повтори-

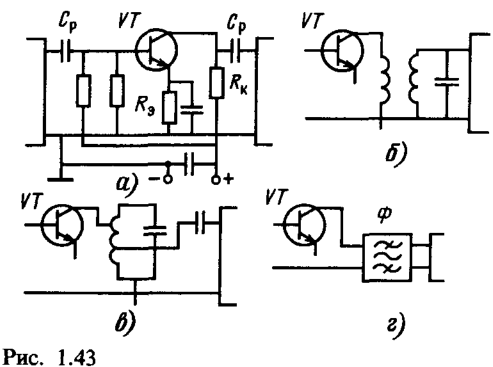


Рис. 1.43

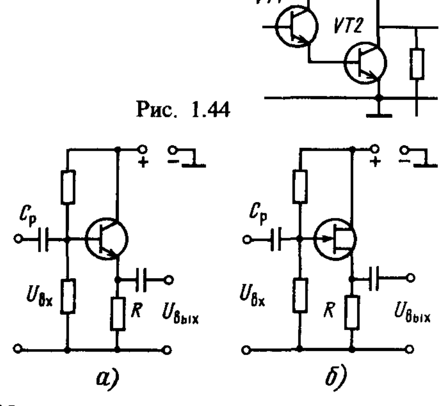


Рис. 1.44

Рис. 1.45

тели, в которых выходное напряжение снимается с резистора R в цепи соответственно эмиттера и истока.

Полное выходное напряжение в цепи база – эмиттер и затвор – исток противоположно по фазе усиливаемому сигналу, т. е. действует глубокая ООС, следствием чего и является уменьшение до единицы коэффициента усиления по напряжению. Сигнал усиливается по мощности; входное сопротивление повторителя очень велико и соответственно мощность, потребляемая от источника сигнала, во много раз меньше, чем мощность, выделяемая в нагрузке, включаемой на выходе.

Дифференциальный усилитель. Наиболее распространен усилитель, выполненный по схеме рис. 1.46. Применяется в большинстве микроэлектронных интегральных модулей, в частности в ОУ. Два одинаковых усилительных каскада имеют раздельные входы, связанные друг с другом через резистор $R_э$, и два выхода с коллекторов транзисторов VT1 и VT2. Напряжение на каждом из входов изменяет коллекторные токи транзисторов так, что один ток возрастает, а второй уменьшается. Соответственно при подаче переменного напряжения усиливаемого сигнала на один из входов напряжение на одном из выходов совпадает с ним по фазе, а на втором – противоположно по фазе; вход, дающий синфазное напряжение, называется *неинвертирующим* (обычно обозначается « + »), а вход, дающий противофазное напряжение, – *инвертирующим* (обозначается « – »). Напряжение на дифференциальном выходе усилителя между коллекторами пропорционально разности входных напряжений.

Операционные усилители (рис. 1.47, *а*). Обладают большим коэффициентом усиления, высоким входным и сравнительно малым выходным сопротивлениями. Применение сильной ООС снижает усиление и обеспечивает его стабильность. На рис. 1.47 показано включение цепи ОС из резисторов R1 и R2 в неинвертирующем (рис. 1.47, *б*) и инвертирующем (рис. 1.47, *в*) усилителях.

Штриховыми линиями на рис. 1.47, *в* показаны цепи подачи на один из входов усилителя нескольких напряжений, если требуется получить на выходе напряжение, пропорциональное их сумме.

Операционные усилители выпускаются в интегральном исполнении; имеется множество вариантов, выполненных на разных транзисторах по разным схемам и имеющих соответственно разные параметры: коэффициент усиления, предельное входное напряжение, выходную мощность, входное и выходное сопротивления, напряжение источника питания и др. Пример усилителя по сравнительно несложной схеме дан на рис. 1.48. Первые каскады в каналах с инвертирующим (транзисторы VT1, VT2) и неинвертирующим (VT3, VT4) входами выполнены по типу рис. 1.47, *а*. Транзистор VT5 с резистором R образует эмиттерный повторитель. Транзисторы VT6 и VT7 стабилизируют токи питания перечисленных выше транзисторов. Остальные транзисторы обеспечивают последующее усиление и суммирование сигналов.

Для расширения областей применения ОУ могут выполняться в виде двух или нескольких параллельных каналов (рис. 1.49).

С помощью подключения к ОУ различных цепей обратной связи можно осуществлять различные преобразования подводимых к нему сигналов; помимо упомянутого выше суммирования сигналов (рис. 1.47, *в*) в ОУ может осуществляться умножение сигналов на нужные коэффициенты, дифференцирование, интегрирование и др.

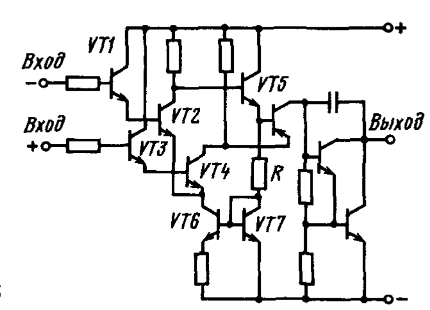
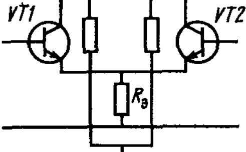


Рис. 1.48



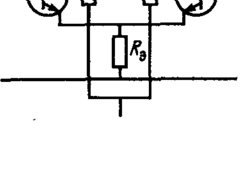
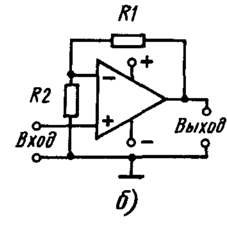
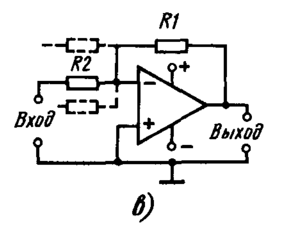


Рис. 1.46

Рис. 1.49





а) б) в) Рис. 1.47

1.9. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Катушки сравнительно сложны в изготовлении; в многоконтурных фильтрах (рис. 1.18 и 1.22) они усложняют конструкцию и увеличивают размеры. В активных фильтрах катушки заменены транзисторными цепями, свойства которых – сдвиг по фазе между током и напряжением и зависимость реактивного сопротивления от частоты (§ 1.1 и рис. 1.2) – такие же, как у катушек. Замена катушек электронными эквивалентами тем выгоднее, чем ниже рабочие частоты (50...100 кГц и ниже), так как в этом случае требуются катушки с большой индуктивностью и соответственно с многовитковой намоткой. Электронные цепи, обладающие свойствами индуктивности, осуществляются на основе ОУ.

Принцип действия электронной цепи, обладающей свойством индуктивности, в простейшем виде поясняется на рис. 1.50, *а*. Сопротивление R значительно превышает реактивное сопротивление переменному току конденсатора C. Поэтому ток в цепи RC $I_1 \approx U/R$ практически не зависит от частоты. По этой же причине падение напряжения на конденсатора C, вызываемое током I_1, отстает по фазе по отношению к этому току на четверть периода (рис. 1.2) и равно $U_c = I_1/2\pi fC$, т. е. обратно пропорционально частоте. Это напряжение действует на вход усилителя, и на выходе его появляется переменный ток I_2, пропорциональный напряжению U_c, т. е. $I_2 = SU_c \approx S\frac{U}{R}\frac{1}{2\pi fC}$. Следовательно, цепь тока I_2 по закону Ома обладает сопротивлением $Z = U/I_2 = 2\pi fC \cdot \left(\frac{R}{S}\right)$. Как и напряжение U_c, ток I_2 сдвинут по фазе относительно приложенного напряжения U на четверть периода.

Сопротивление Z пропорционально частоте, как и реактивное сопротивление катушки $X_L = 2\pi fL$. Следовательно, цепь тока I_2 соответствует индуктивности $L = CR/S$.

Эквивалентную индуктивность L можно регулировать изменением коэффициента S, регулированием режима усилителя У.

Электронные преобразователи сопротивления цепи, позволяющие, в частности, построить цепь с конденсатором, обладающую свойством индуктивности, называются *гираторами*.

Эквивалентные индуктивности с высокой добротностью и с применением конденсатора относительно небольшой емкости более сложны. Две типичные схемы гираторов с ОУ, применяемых на практике, показаны на рис. 1.50, *б* и *в*.

Замена индуктивностей гираторными цепями описанного типа позволяет выполнить бескатушечные фильтры со структурами типа рис. 1.18, *б* и *в*, а также рис. 1.22, *г* и *д*. Существуют варианты гираторов и для катушек, не соединенных с общим проводом (рис. 1.22, *б, и, к* и др.).

Активные RC-фильтры. Применение ОУ с цепями обратной связи, содержащими конденсаторы, вследствие чего обратная связь зависит от частоты, позволяет сильно увеличить крутизну

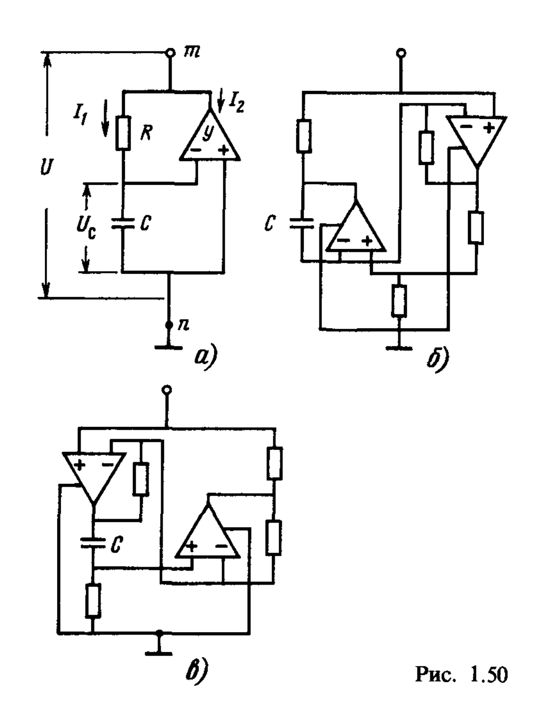
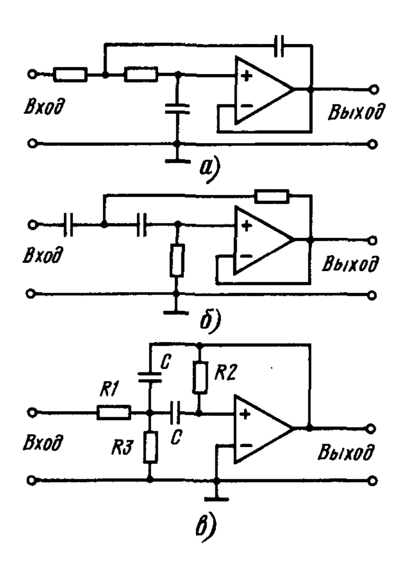


Рис. 1.50

среза. Одновременно цепи ООС повышают точность и стабильность АЧХ.

На рис. 1.51, *а* показана типовая схема звена активных ФНЧ; на рис. 1.51, *б* – звено ФВЧ; на рис. 1.51, *в* – звено полосового фильтра с узкой полосой пропускания. АЧХ этого звена подобна резонансной характеристике колебательного контура. Частота настройки фильтра

$$f_0 = (1/2\pi C)\sqrt{(R_1 + R_3)/R_1R_2R_3}.$$



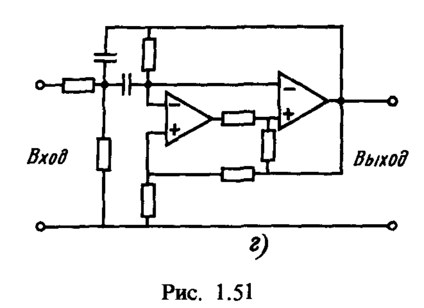
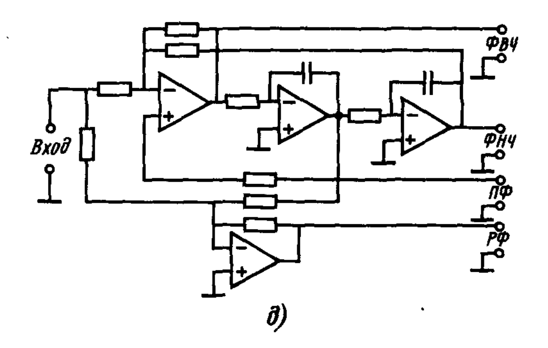
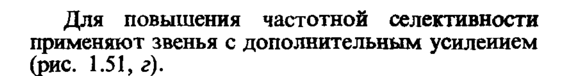
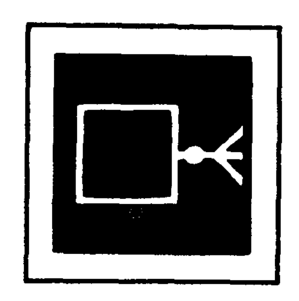


Рис. 1.51




Для повышения частотной селективности применяют звенья с дополнительным усилеием (рис. 1.51, *г*).

На рис. 1.51, *д* приведен пример схемы комбинированного фильтра с несколькими выходами. Выход ФВЧ соответствует фильтрации верхних частот, ФНЧ – фильтрации нижних частот, выход ПФ обеспечивает полосно-пропускающую и РФ – режекторную фильтрации.



ПРИЕМНИКИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

РАЗДЕЛ 2

Содержание

2.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ КАЧЕСТВА ПРИЕМНИКОВ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

Основные характеристики

Приемники звукового вещания (ПЗВ) предназначены для приема сигналов РВ станций, работающих в диапазонах километровых, гектаметровых, декаметровых и метровых радиоволн.

При этом диапазон частот, принимаемых ПЗВ, условно разбит на участки: ДВ–2027...…1050 м (148...285 кГц), СВ–517,4...186,7 м (525...…1607 кГц), КВ–75,9...24,8 м (3,95...12,1 МГц) и УКВ–4,56...4,06 м (65,8...74 МГц).

Кроме диапазона принимаемых волн для потребителя являются существенными следующие основные характеристики ПЗВ: чувствительность, селективность, полоса воспроизводимых частот и ее неравномерность, коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала, его уровень или мощность, а также стабильность выходного уровня и стабильность настройки приемника на желаемую радиостанцию.

Требования к этим и другим характеристикам ПЗВ определяются соответствующими ГОСТами.

Другими ГОСТами определяются методы измерений этих характеристик и требования к применяемым средствам измерений.

В соответствии с ГОСТ 5651–82 ПЗВ по требованиям, предъявляемым к их характеристикам, делятся на четыре группы сложности: 0 (высшую), 1, 2 и 3.

Приемники могут выполняться в виде стационарных, мобильных, переносных и миниатюрных (карманных) конструкций с питанием от сети переменного тока или с автономным питанием от источников постоянного тока с напряжением, кратным 1,5 В.

Основные характеристики ПЗВ зависят от схем главного тракта приема сигналов – радиотракта.

Структурные схемы

Простейший ПЗВ состоит из входной цепи, связанной с приемной антенной и играющей роль электрического фильтра, выделяющего сигнал принимаемой радиостанции из множества сигналов других радиостанций и помех, детектора – устройства, преобразующего РЧ модулированный сигнал в электрические сигналы звуковых частот, и воспроизводящего устройства (ВУ) – электроакустического преобразователя, преобразующего электрические сигналы в звуковые.

Антенна может быть самостоятельным устройством различной сложности (внешняя антенна) или являться принадлежностью приемника (встроенная антенна). Встроенная антенна может быть электрической (штыревая антенна) или магнитной (рамочная или ферритовая). Минимальное напряжение сигнала в антенне приемника или минимальная напряженность электромагнитного поля в месте приема (при использовании встроенной антенны), обеспечивающие нормальный радиоприем, характеризуют *чувствительность* приемника.

Электрический фильтр должен быть настроен так, чтобы пропускать без искажений принимаемый модулированный сигнал. Степень ослабления им сигналов других радиостанций, воспринимаемых как помеха, характеризует селективность приемника. Фильтр может быть выполнен с фиксированной настройкой или перестраиваемым (переключаемым) в диапазоне частот, принимаемом данным приемником. Простейший фильтр может состоять из одного резонансного контура и играть роль входной цепи приемника. Перестраиваемые многоконтурные фильтры должны иметь сопряженную настройку всех входящих в них контуров.

Детектор должен преобразовывать модулированный сигнал по возможности без искажений в сигнал звуковых частот. Наименьшие искажения вносят синхронные детекторы (СД). Для детектирования с допустимыми искажениями уровень РЧ сигналов на входе детекторных каскадов должен быть не менее 30...50 мВ.

Приемник, состоящий только из этих элементов, называется *детекторным*. Из-за низких потребительских характеристик (малой чувствительности, селективности и входной мощности) детекторные приемники в настоящее время практического применения не имеют. Для получения более высокой чувствительности в ПЗВ применяют усилители радиочастоты (УРЧ), а для получения необходимой мощности сигналов ЗЧ – усилители звуковой частоты (УЗЧ). Усилители радиочастоты вместе с фильтрами и детектором, а в более сложных приемниках и с другими каскадами образуют тракт радиочастоты, или радиотракт.

Усилители ЗЧ могут входить в состав ПЗВ или быть самостоятельным элементом. Приемники, не содержащие мощного УЗЧ и электроакустического преобразователя, называются *тюнерами*.

В качестве ВУ в ПЗВ обычно используются электромагнитные, электродинамические и пьезоэлектрические головные телефоны и громкоговорители, а также акустические звуковые системы, состоящие из одной или нескольких динамических головок прямого излучения.

Приемники, содержащие УРЧ, детектор и УЗЧ, называются *приемниками прямого усиления* или в случае применения синхронного детектора приемниками *прямого преобразования*. Недостатками приемников прямого усиления являются их малая чувствительность и селективность.Эти параметры тем ниже, чем выше частота сигнала. Область применения приемников прямого усиления практически ограничена радиовещательными диапазонами ДВ и СВ. Применение положительной обратной связи (ОС), регенерирующей добротность контуров и повышающей чувствительность и селективность приемников прямого усиления, хотя и позволяет расширить их диапазон в область КВ, но усложняет настройку такого приемника, называемого регенеративным, и не гарантирует постоянства его параметров при изменении уровня принимаемых сигналов, изменении параметров антенны, напряжения питания, температуры окружающей среды и т. п. Кроме того, применение положительной ОС может вызвать излучение антенной приемника колебаний с частотой, близкой к частоте принимаемого сигнала, что создает помехи другим ПЗВ.

Приемники прямого преобразования значительно сложнее приемников прямого усиления вследствие применения специальных цепей стабилизации частоты и фазы вспомогательного синхронного гетеродина. На рис. 2.1 приведены структурные схемы приемников прямого усиления, получившие наибольшее распространение в радиолюбительской практике.

За входным контуром Z1 следует двухкаскадный (А1, А2) широкополосный (апериодический) УРЧ (рис. 2.1, *а*), обеспечивающий чувствительность ПЗВ, достаточную для приема местных и мощных радиостанций. Детекторный каскад (U1) выполнен на германиевом диоде и кроме выполнения основной функции – детектирования сигналов с амплитудной модуляцией (AM) служит источником напряжения для автоматического регулирования усиления УРЧ в целях предотвращения перегрузки при приеме местных мощных радиостанций. Кроме автоматического регулирования усиления (АРУ) в приемнике применен ручной регулятор громкости, за которым следуют УЗЧ (АА1) и громкоговоритель (ВА). Схема пригодна для реализации малогабаритного ПЗВ переносного или карманного типа.

На рис. 2.1, *б* приведена структурная схема приемника прямого усиления с применением в качестве УРЧ, детектора и усилителя АРУ микросхемы К237ХА2 (DA1), а в качестве УЗЧ микросхемы К174УН4 (DA2). В качестве УРЧ

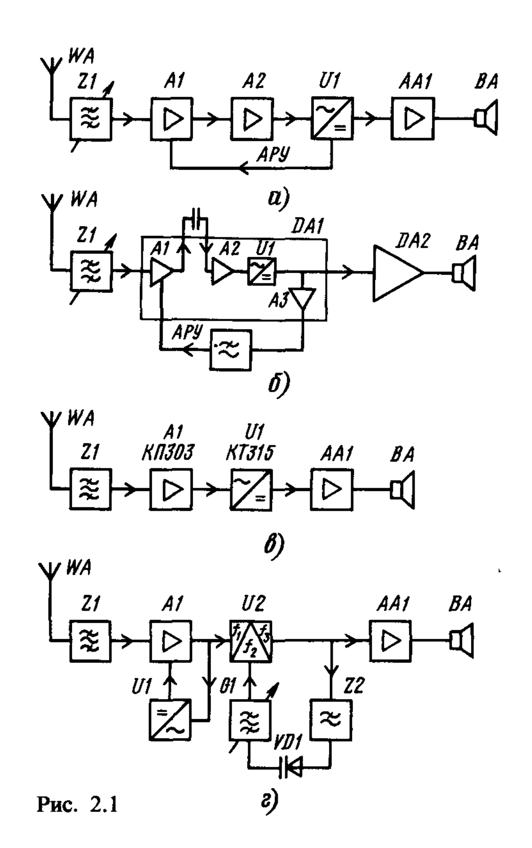


Рис. 2.1

можно применять полевые транзисторы. Полевые транзисторы обладают высоким входным сопротивлением, что позволяет повысить селективность и чувствительность приемника. Структурная схема такого приемника приведена на рис. 2.1, *в*. Входной контур в этом случае не имеет катушки связи с УРЧ, а подключается к его входу полностью, что упрощает изготовление контурных катушек и их коммутацию при наличии нескольких диапазонов в ПЗВ.

На рис. 2.1, *г* приведена структурная схема приемника прямого преобразованпя, позволяющая реализовать ПЗВ в диапазоне УКВ при частотиой модуляции сигнала. За УРЧ, охваченным АРУ с выпрямителем U1, следует синхронный фазовый детектор (СФД) U2 с синхронным гетеродином G1, охваченным цепью автоматической подстройки частоты и фазы через фильтр низкой частоты (ФНЧ) с выхода СФД на вход реактивного элемента VD1, изменяющего частоту в контуре синхронного гетеродина. Сигнал звуковой частоты с выхода СФД через регулятор громкости подводится к УЗЧ АА1.

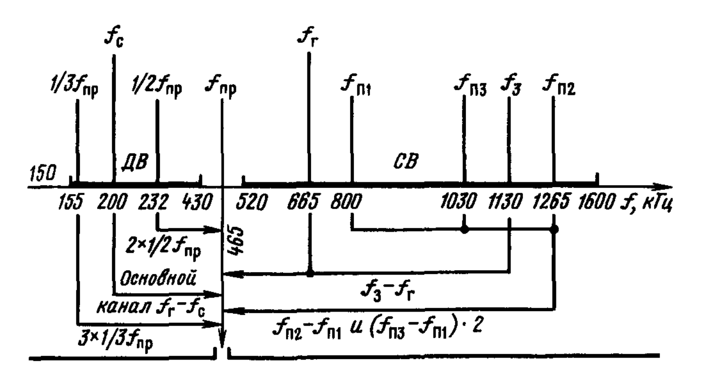
Существенное улучшение основных характеристик ПЗВ, повышение их стабильности при воздействии различных дестабилизирующих факторов и во времени достигается при построении ПЗВ по супергетеродинной схеме. В супергетеродинном приемнике принимаемый сигнал преобразуется в сигнал ПЧ, на которой осуществляется осиовное усиление сигнала и подавление помех от посторонних радиостанций, а также других помех приему, частоты которых близки к частоте принимаемого сигнала. Фильтр ПЧ в ПЗВ, выполненном по супергетеродинной схеме, настроен на фиксированную частоту и поэтому может быть выполнен в виде как многоконтурного фильтра, так и монолитного пьезоэлектрического или электромеханического фильтра с высокой селективностью. Это приводит к повышению селективности приемника по соседнему каналу приема. Чувствительность и селективность супергетеродинных приемников мало зависят от частоты настройки, поскольку они сосредоточены в УПЧ. При этом расширяется область применения приемников до диапазона УКВ и выше и появляется возможность получить запас усиления, позволяющий ввести эффективную АРУ, делающую почти неизменным уровень сигнала на выходе при существенной разнице входных сигналов от различных принимаемых радиостанций.

Для преобразования принимаемого сигнала в сигнал ПЧ в супергетеродинном приемнике имеется преобразователь частоты, состоящий из смесителя частот и гетеродина. Частота гетеродина $f_г$ должна отличаться от частоты принимаемого сигнала $f_с$ точно иа $f_{пч}$ во всем диапазоне принимаемых частот. Получение $f_{пч}$ возможно при двух значениях частоты гетеродина $f_г > f_с$ и $f_г < f_с$. Так как настройка входного контура и контура гетеродина в современном приемнике должна быть сопряжена и осуществляться одним органом настройки, а коэффициент перекрытия по частоте в контуре гетеродина в случае $f_г > f_с$ меньше, то следует выбирать частоту гетеродина выше частоты настройки входного контура. Промежуточная частота может быть выбрана ниже наименьшей частоты принимаемого сигнала $f_{пч} < f_{cmin}$ или выше максимальной частоты принимаемого сигнала $f_{пч} > f_{cmax}$. Большинство ПЗВ диапазонов ДВ, СВ и КВ выполняется с УПЧ, настроенным на частоту 465 кГц, лежащую в промежутке между диапазонами ДВ и СВ. Супергетеродинные приемники, в которых $f_{пч} > f_{cmax}$, называются инфрадинными и обладают некоторыми особенностями, определяющими их преимущественное применение в профессиональных и полупрофессиональных приемниках (например, для спортивной связи на КВ).

Особенностью супергетеродинных приемников является наличие побочных каналов приема на $f_{пч}$, иа зеркальной частоте $f_з$, на комбинационных частотах $f_к$ (каналы приема на гармониках гетеродина, ПЧ, принимаемого сигнала и др.). Возникновение побочных каналов приема заложеио в самом принципе преобразования частоты и поясняется примером на рис. 2.2, где приняты (кроме уже известных) следующие обозначения: $f_{п1}$, $f_{п2}$, $f_{п3}$ – частоты помех. Чувствительность по побочным каналам в значительной степени зависит от свойств преобразователя частоты, напряжений сигнала и гетеродина, формы колебаний гетеродина, распределения усиления и селективности по тракту радиочастоты, т. е. в конечном счете от выбора структурной схемы ПЗВ и принципиальных схем ее узлов.

Перестраиваемый фильтр или селективный УРЧ на входе супергетеродинного приемника

Рис. 2.2



играют роль предварительного селектора сигнала (преселектора), ослабляющего чувствительность по побочным каналам приема. С повышением частоты принимаемых сигналов при реально достижимой добротности контуров расширяется полоса пропускания преселектора и ухудшается его селективность. Поэтому для получения необходимой селективности в приемниках высокого качества иногда приходится иметь два-три перестраиваемых контура, что существенно усложняет их конструкцию. В этих случаях более целесообразно применять двойное преобразование частоты.

При двойном преобразовании первую ПЧ выбирают достаточно высокой, чтобы при простом (одноконтурном) преселекторе получить значительное ослабление первого зеркального канала (по ГОСТу $f_{пч1}$ = 1,84 МГц).

В диапазоне УКВ, где применяется широкополосная ЧМ и полоса пропускания УПЧ должна быть достаточно широкой (⩾ 150 кГц), а соседние каналы расположены далеко друг от друга, можно повысить селективность и при однократном преобразовании за счет повышения ПЧ до 10,7 МГц.

Если стабильность настройки на радиостанцию приемника прямого усиления определяется стабильностью параметров примененных в нем фильтров (перестраиваемых контуров), то стабильность настройки супергетеродинного приемника, кроме стабильности настройки фильтров ПЧ, зависит от стабильности частоты гетеродина. Абсолютная нестабильность частоты гетеродина растет с ростом частоты и в диапазонах КВ и УКВ без принятия специальных мер может оказаться значительной с точки зрения обеспечения стабильности настройки на радиостанции. Поэтому применяют различные меры повышения стабильности частоты гетеродина: повышают стабильность элементов, входящих в колебательный контур гетеродина, применяют их параметрическую температурную компенсацию, стабилизируют напряжение питания, используют автоматическую подстройку частоты (АПЧ) гетеродина и диапазонно-кварцевую стабилизацию частоты гетеродина. При диапазонно-кварцевой стабилизации частоты гетеродин вместе с устройствами его стабилизации и опорным кварцевым генератором образуют синтезатор частот.

Синтезаторы частот позволяют осуществлять фиксированную настройку на частоту радиостанции независимо от наличия ее сигналов в любом радиовещательном диапазоне. Совместно с электронной настройкой контуров применение синтезаторов позволяет упростить управление приемниками и обеспечить гарантированную настройку на частоту желаемой радиостанции.

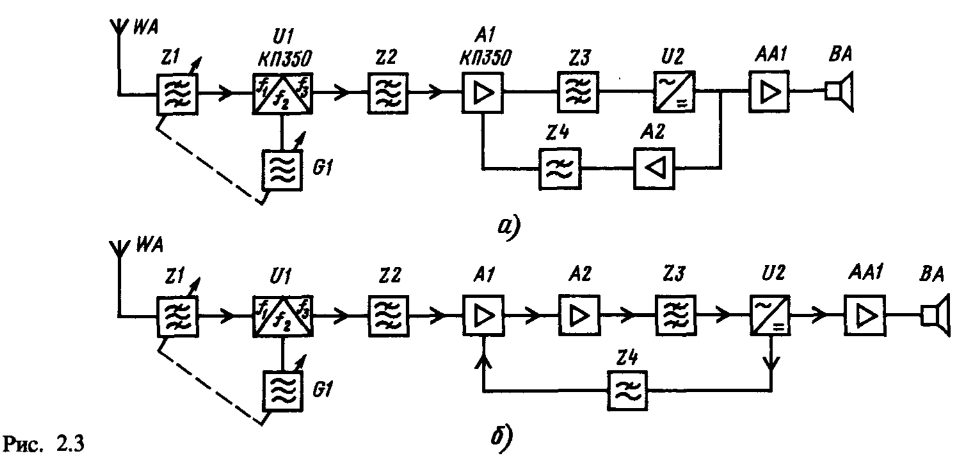


Рис. 2.3

Для удобства эксплуатации, повышения потребительских характеристик ПЗВ в них применяют индикаторы настройки (ИН), индикаторы уровня сигнала, фиксированную (ФН) и автоматическую (АН) настройки на радиостанции и другие вспомогательные устройства.

На рис. 2.3, *а* изображена структурная схема супергетеродинного приемника. Такой приемник содержит одноконтурный преселектор рассчитанный для работы в диапазонах ДВ, СВ и КВ (часто выполненный с магнитной антенной); преобразователь частоты (обычно с совмещенным гетеродином, на двухзатворном полевом транзисторе); один каскад УПЧ (также на двухзатворном полевом транзисторе); детектор; УЗЧ и характерный для транзисторных приемников усилитель постоянного тока (УПТ) в цепи АРУ.

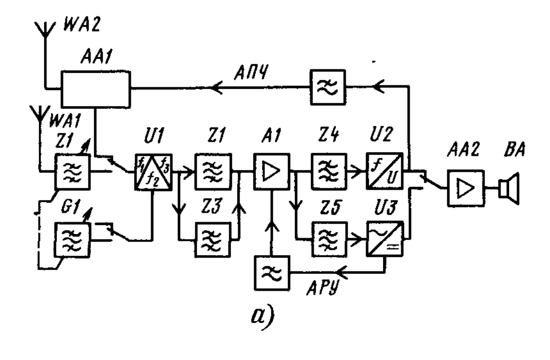
На рис. 2.3, *б* представлена несколько иная структурная схема приемника, характерная для применения аналоговых микросхем средней степени интеграции. Приемник по такой схеме может быть выполнен как на микросхеме, так и на биполярных транзисторах. По такой структурной схеме изготавливаются многие радиолюбительские и промышленные ПЗВ. Приемник содержит преселектор, преобразователь частоты, два каскада УПЧ, детектор и УЗЧ. В приемнике с диапазоном КВ обычно имеется стабилизатор питания гетеродина.

При наличии диапазона УКВ в ПЗВ по структурной схеме на рис. 2.4, *а* применяются совмещенные каскады УПЧ для АМ и ЧМ сигналов. Для экономии транзисторов и благодаря существенному различию в значениях ПЧ (0,465 и 10,7 МГц) ФПЧ этих частот включают последовательно в качестве нагрузок транзисторов УПЧ и смесительного каскада для частот АМ сигналов, который в диапазоне УКВ используется как дополнительный УПЧ. При переключении на диапазон УКВ в приемнике по такой структурной схеме включается блок УКВ (обычно содержащий УРЧ и преобразователь частоты) и переключается вход УЗЧ с выхода детектора АМ сигналов на выход детектора ЧМ сигналов. Напряжение постоянного тока с выхода детектора ЧМ сигналов, пропорциональное расстройке приемника относительно радиостанции, используется для АПЧ.

На рис. 2.4, *б* приведена структурная схема ПЗВ, характерная для применения с микросхемами большой степени интеграции (К174ХА10). В таком ПЗВ, кроме блока УКВ, все каскады приемника АМ/ЧМ сигналов, включая УЗЧ, выполнены на одной микросхеме, которая содержит в своем составе двойной балансный смеситель и гетеродин для преобразования АМ сигналов в ПЧ, апериодический пятикаскадный УПЧ АМ/ЧМ сигналов, комбинированный детектор АМ/ЧМ сигналов, предварительный и оконечный УЗЧ, цепи стабилизации напряжения, АРУ и АПЧ. Для обеспечения селективности в ПЗВ по этой структурной схеме целесообразно применять пьезокерамические ФПЧ на 0,465 и 10,7 МГц. Характеристики, реализуемые при применении микросхемы К174ХА10, особенно в режиме приема АМ сигналов, относительно невысоки (не лучше третьей группы сложности) из-за значительного уровня шумов. Однако ПЗВ по этой структурной схеме прост в реализации.

В крупных городах наличие большого числа программ телевидения и звукового вещания в диапазоне УКВ, а также помех от телевизоров, электроприборов, промышленности и транспорта требует улучшения реальной селективности и расширения динамического дипазона сигналов, обрабатываемых радиотрактом ПЗВ без искажений. Это обстоятельство приводит к существенному усложнению ПЗВ и тюнеров, применяемых в высококачественных радиокомплексах. Учитывая возрастающее с повышением требований к характеристикам трактов АМ и ЧМ сигналов различие в выполнении трактов радиочастоты и относительную простоту и дешевизну активных элементов, входящих в состав УПЧ в ПЗВ, удовлетворяющих группам сложности 0 и 1 (по ГОСТ 5651–82), целесообразно разделять тракты приема АМ и ЧМ сигналов. Далее приводятся структурные схемы для раздельной реализации этих трактов в ПЗВ.

На рис. 2.5 приведена схема стереофонического УКВ приемника ЧМ сигналов. В блок УКВ входят УРЧ и смеситель частот, обычно выполняемые на полевых транзисторах, гетеродин и местная цепь АРУ, предотвращающая перегрузку смесителя при приеме сигналов с боль-



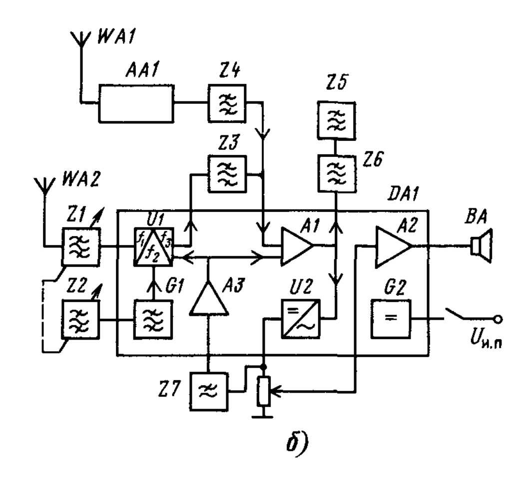


Рис. 2.4

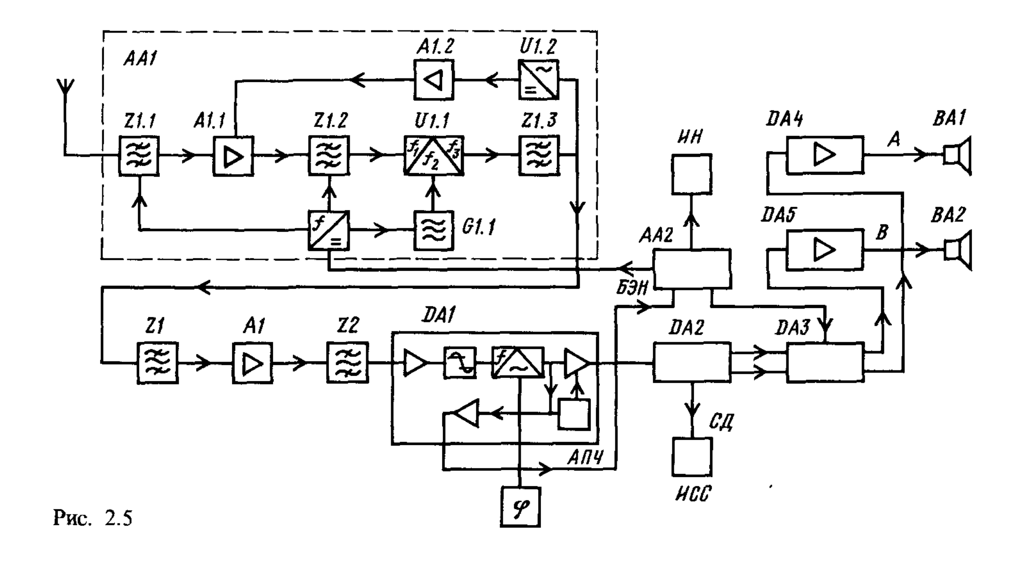


Рис. 2.5

шим уровнем. Управление фиксированной или плавной настройкой и цепью АПЧ осуществляется блоком электронной настройки (БЭН), содержащим, как правило, кнопочные или сенсорные переключатели, цепь термокомпенсированной стабилизации напряжения, устройство индикации частоты настройки. В качестве элементов настройки в контурах блока УКВ применяются дискретные варикапы или варикапные матрицы, обеспечивающие малую зависимость емкости контура от уровня принимаемых сигналов. В цепи АПЧ применяют индикатор настройки (ИН) на частоту радиостанции.

Тракт УПЧ в современных приемниках, как правило, выполняют на микросхемах, содержащих малошумящий апериодический УПЧ, ограничитель, квадратурный детектор ЧМ сигналов ПЧ, предварительный УЗЧ (например, К174УР3) и, кроме того, цепи бесшумной настройки (БН) на принимаемую станцию и формирования напряжения для индикатора напряженности поля и автоматической подстройки частоты (К174ХА6). Для сохранения высокого отношения сигнал-шум фильтр основной селекции (ФОС) разбит на две части, между которыми включен дополнительный каскад ПЧ на полевом транзисторе, сочетающем высокую линейность ВАХ с малым уровнем собственных шумов. На выходе детектора в таком ПЗВ включены стереодекодер (СД) с индикатором наличия стереосигнала (ИСС) и блок бесшумной настройки (при отсутствии его в микросхеме), отключающий УЗЧ при перестройке с канала на канал или при окончании работы радиостанции. В стереоканалах УЗЧ (УЗЧ-А и УЗЧ-В) применяются электронные регуляторы громкости, которые синхронно управляются одним органом управления, через блок бесшумной настройки или дистанционно через блок автоматики и дистанционного управления (на схеме не указаны). Стереотракт УЗЧ может оканчиваться как встроенными громкоговорителями, если по этой схеме выполнен ПЗВ, так и унифицированными разьемами для подключения к усилительно-коммутационному устройству УКУ, входящему в состав радиокомплекса.

Примерно по такой же структурной схеме строятся и высококачественные приемники сигналов АМ (рис. 2.6). Тракт УРЧ отличается только конструкцией, в частности наличием переключателя диапазонов. Приемник настраивается строенным или счетверенным блоком конденсаторов переменной емкости (КПЕ) или такой же варикапной матрицей большой емкости. На выходе УПЧ кроме детекторов АМ сигнала и АРУ включен частотный детектор для АПЧ в диапазоне КВ или во всех диапазонах приемника. В цепи АРУ применен дополнительный УПТ. Имеется БЭН и ИН. Такой радиотракт АМ может быть конструктивно сопряжен с описанным ранее трактом ЧМ.

Сложность такого тракта обработки АМ сигналов и плохая совместимость его с синтезатором частот из-за большого коэффициента перекрытия по частоте в контуре гетеродина и наличия коммутации контурных катушек в преселекторе заставляет конструкторов все чаще прибегать к построению ПЗВ по инфрадинным схемам, в основном свободным от указанных недостатков.

Для пояснения принципа инфрадинного приема на рис. 2.7 представлена структурная схема простого инфрадинного ПЗВ с электронной настройкой. На входе приемника нет перестраиваемого преселектора, он заменен ФНЧ, пропускающим всю полосу принимаемых частот (в данном случае 0,15...1,6 МГц). Промежуточная частота, лежащая выше верхней частоты диапазона (1,84 МГц), и зеркальная полоса частот приема (3,78...5,3 МГц) эффективно подавляются входным ФНЧ. Для облегчения выполнения требований избирательности по соседнему каналу приема применяется двойное преобразование частоты. Первый преобразователь для получения высокой чувствительности и уменьшения перекрестных искажений выполнен на полевом транзисторе. Второй преобразователь и тракт УПЧ

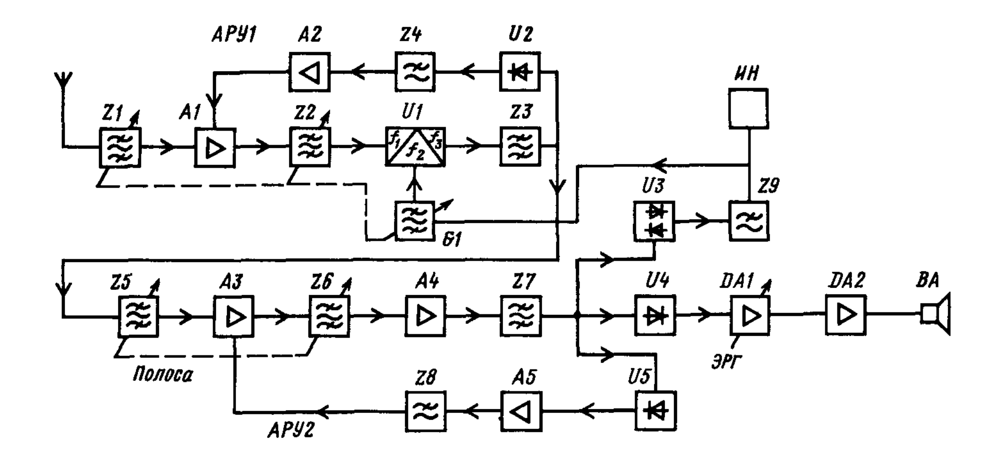


Рис. 2.6

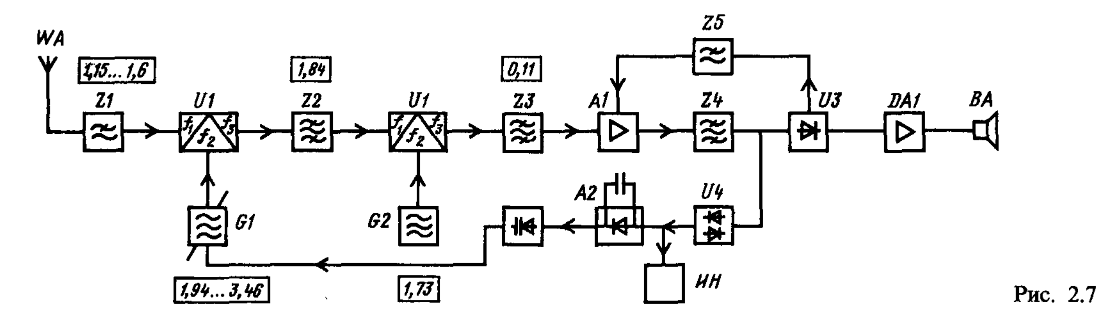


Рис. 2.7

ничем не отличаются от аналогичных каскадов обычного приемника. Малое перекрытие по частоте в контуре гетеродина (1,94...3,46 МГц) позволяет в качестве органа настройки применить варикап со сравнительно небольшим перекрытием по емкости. Это, в свою очередь, позволяет применить в приемнике цепь автоматической и ручной настройки на радиостанции, которая осуществляется цепью автоматического регулирования. Для точной настройки и удержания радиостаиции в УПЧ введен детектор АПЧ и ИН.

Структурная схема современного тракта инфрадинного приемника, обеспечивающего настройку с точностью до 5 кГц вплоть до 30 МГц, приведена на рис. 2.8. Характерной особенностью такого приемника является бесконтактное переключение диапазонов. Оно осуществляется изменением частоты первого гетеродина на 1 МГц, а настройка в пределах 1 МГц – последующим трактом УПЧ-2 и вторым гетеродином. Для поддержания стабильности частоты первого гетеродина применена диапазонно-кварцевая стабилизация частоты кварцевым опорным гене-

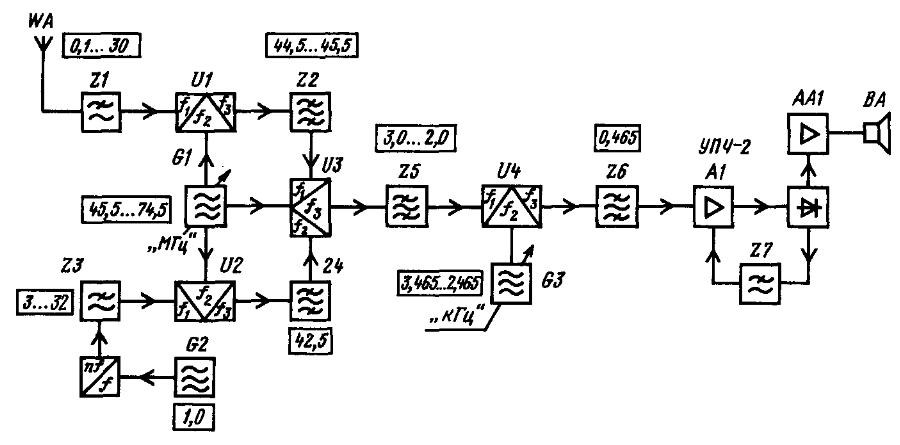


Рис. 2.8

ратором G2. Первый гетеродин может быть выполнен в виде синтезатора частот или по принципу компенсации уходов частоты (как в данной структурной схеме).

Цепь компенсации уходов частоты первого гетеродина состоит из опорного генератора, умножителя частоты, смесителя частот и вспомогательного тракта УПЧ (U2, Z4), настроенного на ПЧ, которая ниже первой ПЧ приемника (в данном случае на 3 МГц ниже верхней границы первой ПЧ). Погрешность установки частоты первого гетеродина вносит погрешность как в точное значение первой ПЧ приемника, так и во вспомогательную ПЧ цепи компенсации (полоса пропускания тракта вспомогательного УПЧ (ВУПЧ) должна пропускать сигнал с этой погрешностью). Полученные сигналы с двумя ПЧ действуют на смеситель частот и создают точное значение второй ПЧ, так как равные погрешности первой ПЧ и ВУПЧ компенсируются.

Нестабильность частоты второго гетеродина мала, и устройство в целом обеспечивает указанную ранее точность установки частоты. Приемник настраивается грубо через 1 МГц ручкой настройки первого гетеродина и плавно ручкой настройки второго гетеродина и УПЧ-2. Имеется множество модификаций приемников подобного типа, они различаются применением в качестве первого гетеродина синтезатора частот, в котором одновременно получаются напряжения частот для второго и третьего смесителей (со стабильностью опорного генератора); наличием дополнительного гетеродина для приема сигналов радиостанций с однополосной модуляцией; управлением синтезатором частот с помощью микропроцессора; применением кварцевых ФОС, обеспечивающих необходимую селективность по соседнему каналу без двойного преобразования частоты и т. п.

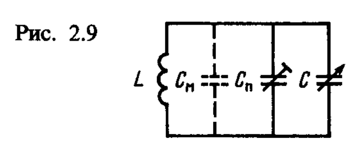
2.2. СХЕМЫ УЗЛОВ ПЗВ ДЛЯ РАЗНЫХ ЧАСТОТНЫХ ДИАПАЗОНОВ

Входные цепи и фильтры

Входные цепи приемников предназначены для передачи сигнала из антенны на вход УРЧ или преобразователь частоты в супергетеродинном приемнике, для осуществления селективности по соседнему каналу приема в приемниках прямого усиления и по побочным каналам приема в супергетеродинных и инфрадинных ПЗВ.

Входная цепь на диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ, как правило, состоит из одного (реже двух) резонансного контура, настраиваемого на частоту сигнала, и элементов связи внешней антенны с этим контуром. Значение и способ связи входного контура с антенной определяются заданными требованиями чувствительности приемника и селективности входной цепи. Для получения максимальной чувствительности связь с антенной должна обеспечивать наибольший коэффициент передачи напряжения сигнала ко входу первого каскада приемника. В тех случаях, когда

Рис. 2.9



определяющую роль играет селективность входной цепи, связь с антенной выбирают из условий получения заданной селективности, мирясь с уменьшением чувствительности приемника.

В инфрадинных приемниках в качестве входной цепи используют ФНЧ с полосой пропускания от нижних частот до верхней частоты принимаемого дипазона. В приемниках с ограниченным диапазоном принимаемых частот, например в диапазоне УКВ, применяют широкополосные полосовые фильтры, не перестраиваемые в пределах данного диапазона, согласованные с антенной и входным сопротивлением каскада УРЧ.

Контур входной цепи в заданном диапазоне частот $f_{min}...f_{max}$ чаще всего перестраивается КПЕ или варикапом (рис. 2.9). Расчет параметров контура проводят в следующем порядке.

1. Определяют коэффициент перекрытия диапазона по частоте

$$K_д = f_{max}/f_{min}.$$

2. Определяют коэффициент перекрытия емкости конденсатора контура

$$K_c = K_д^2 = C_{кmax}/C_{кmin}.$$

3. Грубо, с запасом по K_c, выбирают КПЕ и определяют параметр

$$C_\sim = C_{к.н} - C_н,$$

где $C_{к.н}$ и $C_н$ – конечная и начальная емкости конденсатора.

4. Определяют приблизительную начальную емкость контура

$$C'_{кmin} = C_м + C_н + C_п + C_c,$$

где $C_м$ – емкость монтажа, включая межвитковую емкость контурной катушки и емкость переключателя диапазонов; $C_п$ – средняя емкость подстречного конденсатора; C_c – емкость конденсатора связи с антенной.

Если $C'_{кmin} < C_{кmin} = C_\sim/(K_{c-1})$, то КПЕ выбран правильно и определяется индуктивность контурной катушки.

$$L_к = 25\,330/f_{min}^2(C_\sim + C_{кmin}),$$

где $L_к$, мкГн; $C_\sim$ и $C_{кmin}$, пФ; f_{min}, МГц.

Если же $C'_{кmin} > C_{кmin}$, то следует применить КПЕ с большим значением $C_\sim$.

5. Резонансную характеристику контура определяют по графику на рис. 2.10 (для одиночного контура – кривая 1) или по формулам

$$d = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_{рез}} Q_э\right)^2},$$

для малых расстроек и

$$d = 2\Delta f Q_э/f_{рез}$$

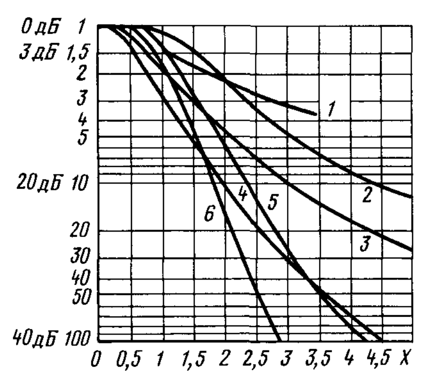


Рис. 2.10

для больших расстроек, где Δf – расстройка относительно резонансной частоты; $f_{рез}$ – резонансная частота контура; d – ослабление при расстройке на Δf по отношению к напряжению на контуре при $f_{рез}$; $Q_э$ – эффективная добротность контура, зависящая от потерь, вносимых в него антенной и активными элементами, связанными с контуром (транзисторы, микросхемы).

Обобщенные графики, приведенные на рис. 2.10, пригодны также для расчета селективности двухконтурного УРЧ – кривая 3; для трех одноконтурных каскадов УРЧ (УПЧ) – кривая 4; для двухконтурного ПФ с критической связью между контурами – кривая 2; для двух двухконтурных ПФ с отношением связи между ними к критической связи $K/K_{кр} = 0{,}9$ – кривая 5; для таких же трех двухконтурных – кривая 6. При пользовании графиками следует учитывать, что обобщенная расстройка $x = f/f_{рез}$, а необходимая для получения выбранной селективности добротность нагруженного контура

$$Q_э = \sqrt{(2^{1/n} - 1)}\frac{f_{рез}}{П_{общ}},$$

где n – число контуров; $П_{общ}$ – общая полоса пропускания для n контуров по уровню 0,7 (3 дБ); $f_{рез}$ – частота настройки контуров.

6. Сопротивление контура при резонансе определяется как

$$R_{oe} = Q_э\sqrt{\frac{L_к}{C_к}}$$

(см. гл. 1).

При перестройке контура варикапом параметры контура рассчитывают в следующем порядке.

1. Определяют коэффициенты перекрытия диапазона по частоте и перекрытия конденсатора по емкости

$$K_C = K_д^2 = C_{в.к.н}/C_{в.н},$$

где $C_{в.н}$ – начальная емкость варикапа; $C_{в.к.н}$ – конечная емкость варикапа.

2. Определяют по техническим условиям на применяемый тип вариакапа минимальное напряжение настройки $U_{н\,min}$.

3. По ВФХ варикапа для напряжения $U_{н\,min}$ определяют конечную емкость варикапа $C_{в.к.н}$.

4. Принимая емкость монтажа и переключателя диапазонов для ПЗВ на биполярных транзисторах и микросхемах на их основе равной $C_м \approx 10$ пФ и для ПЗВ на полевых транзисторах $C_м \approx 15$ пФ, определяют необходимую начальную емкость варикапа

$$C_{в.н} = [C_{в.к.н} - C_м(K_C - 1)]/K_C. \qquad (2.1)$$

5. По ВФХ варикапа для найденной начальной емкости определяют необходимое максимальное напряжение настройки $U_{н\,max}$.

Для ориентировочного представления о емкостях наиболее распространенных варикапных матриц на рис. 2.11, *а* и *б* приводятся их ВФХ.

При расчете характеристик селективности контура, перестраиваемого варикапом, следует принимать во внимание не только добротность контурной катушки Q_L, но и добротность варикапа Q_B, которая обычно составляет 100...150 для частот диапазонов ДВ, СВ, КВ и 50...100 для диапазона УКВ. Эффективная добротность контура вычисляется из выражения (см. гл. 1)

$$1/Q_э = 1/Q_L + 1/Q_в.$$

Для сопряжения настроек нескольких контуров, перестраиваемых не одной варикапной матрицей, а отдельными варикапами, необходимо подобрать их по начальной и конечной емкостям при одном и том же напряжении настройки. Учитывая сравнительно малый диапазон изменения емкости варикапов, необходимо стремиться к получению минимальной начальной емкости в контуре. Это достигается рациональным монтажом и применением электронной подстройки конечной емкости варикапов, отказом от применения подстроечных конденсаторов и переключателя диапазонов во входных контурах.

Связь входного контура с антенной осуществляется с помощью катушки или конденсатора. В первом случае связь называется трансформаторной или индуктивной, во втором – емкостной.

Индуктивная связь (рис. 2,12, *а*) при частоте настройки антенной цепи f_A ниже нижней частоты диапазона f_{min} обеспечивает относительное постоянство коэффициента передачи напря-

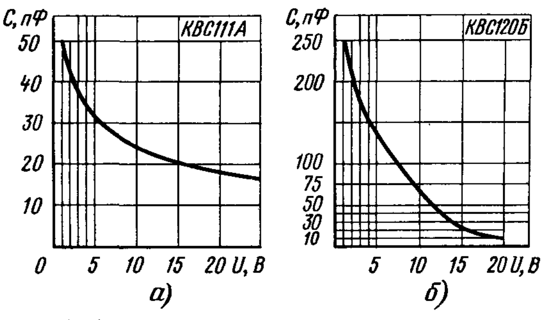


Рис. 2.11

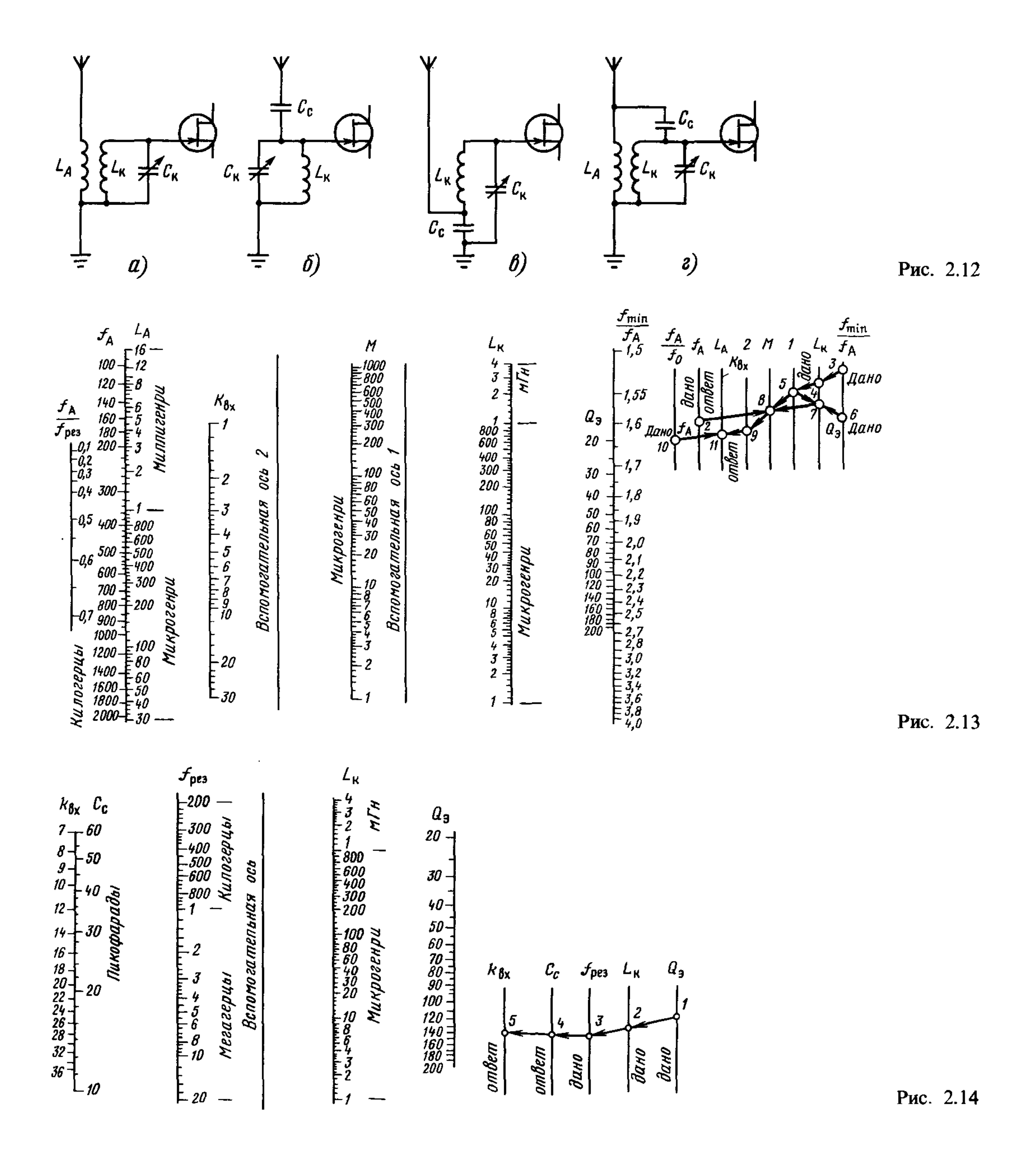


Рис. 2.12

Рис. 2.13

Рис. 2.14

жения $K_{вх}$ входного контура L_kC_k. Приближенный расчет L_A и $K_{вх}$ можно провести с помощью номограммы на рис. 2.13 (M – взаимоиндуктивность между катушками L_A и $L_к$).

Емкостная связь отличается большей неравномерностью коэффициента передачи (при применяемой обычно настройке контура КПЕ), чем индуктивная, но из-за простоты находит широкое применение, особенно в приемниках со встроенными антеннами, где внешняя антенна играет роль вспомогательной. Емкостная связь подразделяется на внешнеемкостную (рис. 2.12, *б*) и внутриемкостную (рис. 2.12, *в*). Расчет элемента внешнеемкостной связи C_c проводится по номограмме на рис. 2.14. При внутриемкостной связи полученное по номограмме значение C_c необходимо увеличить в $Q_э^2$ раз.

Комбинированная связь (рис. 2.12, *г*) позволяет получить наибольшую равномерность коэффициента передачи напряжения антенной цепи в пределах каждого из диапазонов приемника.

Связь входного контура с УРЧ может

осуществляться так же, как связь с антенной: она может быть индуктивной или емкостной. В приемниках с биполярными транзисторами, у которых входное сопротивление (1 ... 3 кОм) существенно меньше резонансного сопротивления контура, цепь базы всегда подключается к контуру не полностью. Величина связи транзистора первого каскада с контуром зависит от коэффициента включения цепи базы $p_{вх}$, который приблизительно равен отношению числа витков катушки связи w_c к числу витков всей контурной катушки w_L при индуктивной связи или отношению емкости контура к емкости конденсатора связи при внутриемкостной связи (см. гл. 1). Для максимальной передачи энергии из контура в цепь базы транзистора входного каскада (УРЧ или преобразователя частоты) необходимо оптимальное согласование входного сопротивления этого каскада с сопротивлением контура при резонансе, которое получается при условии

$$p_{вх} = \frac{w_c}{w_L} = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{oe}}},$$

где R_{oe} – эквивалентное сопротивление контура с учетом влияния антенны.

При таком согласовании добротность контура и, следовательно, его селективность ухудшаются в 2 раза. Если задана полоса пропускания $2\Delta f$, то коэффициент включения

$$p_{вх} = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{oe}}\left(\frac{\Delta f}{f_{рез}} - 1\right)}.$$

Часто условия оптимального согласования по мощности и по минимуму собственных шумов УРЧ не совпадают. В этом случае в формулу (2.2) для определения $p_{вх}$ вместо $R_{вх}$ подставляют значение $R_{ш}$ – приведенное сопротивление входного контура, оптимальное для данного транзистора для согласования по шумам.

Так как согласование возможно только на одной частоте поддиапазона, то его следует проводить на средней частоте либо на одной из крайних частот. При согласовании на частоте f_{max} селективность будет возрастать при понижении частоты настройки контура, а при согласовании на f_{min} селективность с ростом частоты будет уменьшаться по сравнению с частотой согласования. Это справедливо для индуктивной и внешнеемкостной связи, при внутриемкостной связи влияние рассогласования противоположно указанному.

При оптимальном согласовании коэффициент передачи напряжения антенной цепи на вход первого каскада приемника с УРЧ на биполярных транзисторах будет равен $K'_{вх} = 0{,}5 p_{вх} K_{вх}$, где $K_{вх}$ – коэффициент передачи напряжения к контуру, рассчитанный по номограмме (рис. 2.13).

Кроме внешних антенн в современных приемниках звукового вещания широко применяются встроенные электрические, как правило штыревые телескопические, антенны и магнитные – рамочные и ферритовые антенны. Значение ЭДС, наводимой в антенне, связано с напряженностью электромагнитного поля через действующую высоту антенны $h_д$. Для штыревых антенн, используемых в диапазоне КВ, действующая высота ориентировочно равна половине их геометрической высоты (0,4 ... 0,6 м). Для несимметричного вибратора диапазона УКВ, образованного горизонтально ориентированной штыревой антенной и корпусом приемника, действующая высота примерно равна $0{,}6\,l_A$, т.е. 0,5 ... 0,7 м, при входном сопротивлении около 10 Ом и емкостном – 240 Ом.

Действующая высота магнитных антенн принимает значения от 0,02 (для диапазона ДВ) до 0,5 ... 0,7 м (для диапазона КВ) в зависимости от ее исполнения. Для получения достаточной чувствительности по полю в приемнике с магнитной антенной усиление радиотракта должно быть существенно выше, чем в радиотракте ПЗВ с внешней или штыревой электрической антенной. Этот недостаток магнитных антенн окупается их малыми размерами, более высокой помехозащищенностью по отношению к индустриальным помехам и возможностью применения пространственной селективности.

Схема ферритовой или рамочной антенны не отличается от схемы обычного колебательного контура. Различие проявляется лишь в конструктивном выполнении катушки контура, которая размещается на относительно длинном стержне из феррита с большой магнитной проницаемостью или состоит из одного-нескольких витков, размещенных по периметру корпуса приемника (для рамочной антенны).

Действующая высота ферритовой антенны

$$h_д = 1{,}67 d_c^2 f_{рез} \mu_{ср} w 10^{-6},$$

а рамочной

$$h_д = 2 S_р f_{рез} w 10^{-6},$$

где d_c – диаметр ферритового стержня, см; $f_{рез}$ – резонансная частота, МГц; w – число витков катушки антенны (рамки); $S_р$ – площадь рамки, см^2; $\mu_{ср}$ – среднее значение относительной магнитной проницаемости ферритового сердечника.

Для сердечников из феррита марок 400НН и 700НН при указанном размещении катушек (рис. 2.15) можно принять $\mu_{ср} \approx 100$, а для

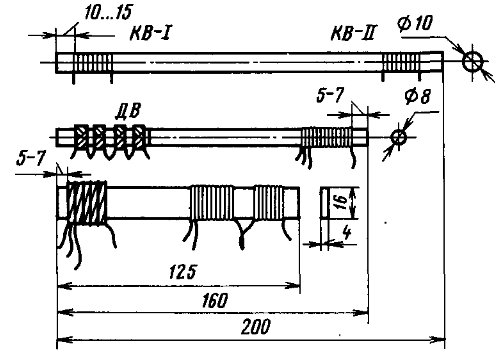


Рис. 2.15

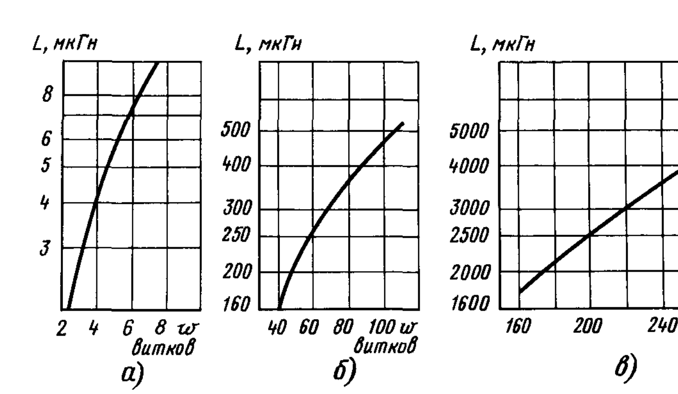


Рис. 2.16

сердечников из феррита марок 150ВЧ и 100ВЧ $\mu_{ср} \approx 50$.

Коэффициент передачи напряжения $K_{вх}$ магнитных антенн равен их добротности Q для приемников с полевым транзистором на входе, а для приемников с биполярным входным транзистором

$$K_{вх} = p_{вх} Q_э,$$

что позволяет рассчитать напряжение на входе первого транзистора ПЗВ:

$$U_{вх} = E h_д K_{вх},$$

где E – напряженность электромагнитного поля сигнала, мкВ/м.

Добротность ферритовых антенн при соответствующем выборе материала сердечника обычно составляет 100 ... 150, рамочных – 150 ... 250.

Зависимость между индуктивностью и числом витков катушки антенны, выполненной на сердечнике прямоугольного сечения 4 × 16 × 125 мм из феррита марки 400НН, показана на рис. 2.16. График на рис. 2.16, *а* соответствует намотке катушки проводом 0,4 ... 0,6 мм с шагом 1 мм, график на рис. 2.16, *б* – намотке многожильным проводом 10 × 0,07, а график на рис. 2.16, *в* – секционной намотке проводом ПЭШО 0,1 (рис. 2.15).

На рис. 2.17, *а*, *б* показана зависимость между индуктивностью и числом витков катушек для антенны, выполненной на цилиндрическом сердечнике из феррита марки 700НМ ∅ 8 и длиной 160 мм (намотка проводом 10 × 0,07), а на рис. 2.18 – для антенны диапазона КВ, выполненной на сердечнике из феррита марки 150НН1 ∅ 10 и длиной 200 мм (намотка проводом 0,6 ... 0,8 мм с шагом 2 мм). Зависимость между площадью S и индуктивностью рамочной антенны, состоящей из одного-двух витков (для приема в диапазоне КВ), показана на рис. 2.19. Эффективность встроенной рамочной антенны при длине корпуса приемника 150 ... 200 мм сравнима с эффективностью ферритовой антенны.

Связь контура ферритовой антенны с первым транзистором УРЧ или преобразователя часто-

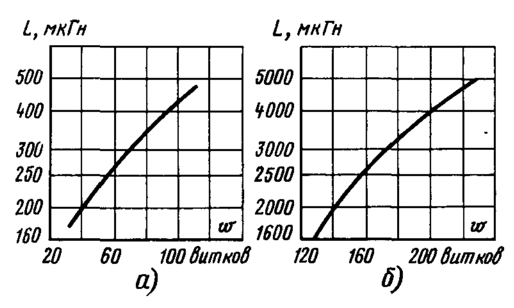


Рис. 2.17

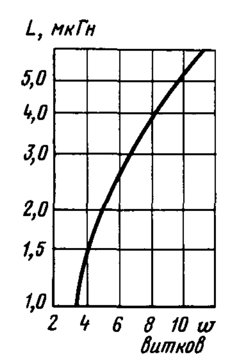


Рис. 2.18

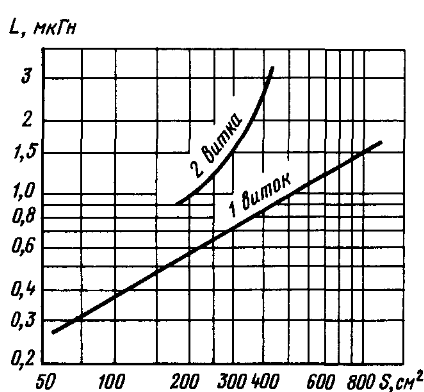


Рис. 2.19

ты ПЗВ чаще всего трансформаторная или автотрансформаторная (рис. 2.20, *а*). Катушка связи $L_с$ должна быть намотана поверх контурной катушки $L_к$ или располагаться к ней вплотную во избежание ложных резонансов в диапазоне рабочих частот ферритовой антенны. Из этих же соображений часто применяют кондуктивную (автотрансформаторную, рис. 2.20, *б*) или внутриемкостную связь (рис. 2.20, *в*).

Связь рамочной антенны с первым каскадом на полевом транзисторе осуществляется подключением цепи затвор-исток ко всему контуру. В ПЗВ на биполярных транзисторах можно осуществить связь цепи база-эмиттер транзистора первого каскада с контуром рамочной антенны по схеме на рис. 2.21. Часть индуктивности контура представлена катушкой L2, намотанной на каркасе с подстроечным сердечником. На этом же каркасе наматывают катушку связи L3.

Во избежание ложных резонансов, снижения чувствительности на отдельных участках диапазонов и снижения селективности по побочным каналам приема следует применять одну рамочную антенну (или одну катушку на стержне ферритовой антенны) для нескольких диапазонов. На рис. 2.22, *а*, *б* приведены примеры схем коммутации контуров приемника с двумя и тремя диапазонами. Катушка L1 рамочной или ферритовой антенны является контурной катушкой самого коротковолнового диапазона приемника, а на остальных диапазонах в контур антенны включаются дополнительные катушки, выполненные на отдельных каркасах и расположенные так, чтобы исключить связь между ними.

Рис. 2.22

Однако и в этом случае не исключена емкостная связь между контактами переключателя и подсоединительными проводниками. В промышленных ПЗВ для устранения связей между катушками различных диапазонов катушки неработающих диапазонов замыкают дополнительными контактами переключателя (что существенно усложняет переключатель диапазонов). Возможность применения варикапных матриц с числом структур четыре–шесть исключает указанный недостаток и одновременно упрощает коммутацию контуров в ПЗВ, делает ее пригодной для электронной коммутации диапазонов. Схема коммутации контуров, основанная на этом принципе, приведена на рис. 2.23. Контуры диапазонов СВ и ДВ, катушки которых расположены на общем стержне ферритовой антенны, одновременно перестраиваются секциями варикапных матриц VD1.1 и VD1.2. Вторые секции

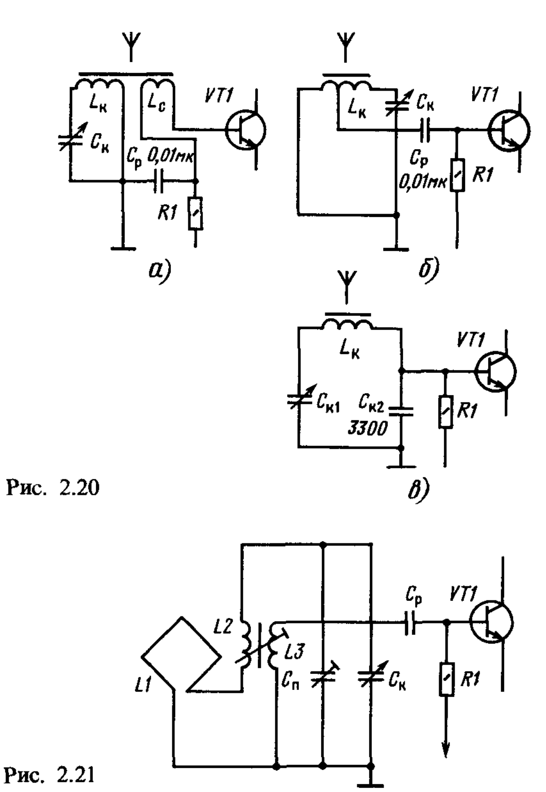


Рис. 2.20

Рис. 2.21

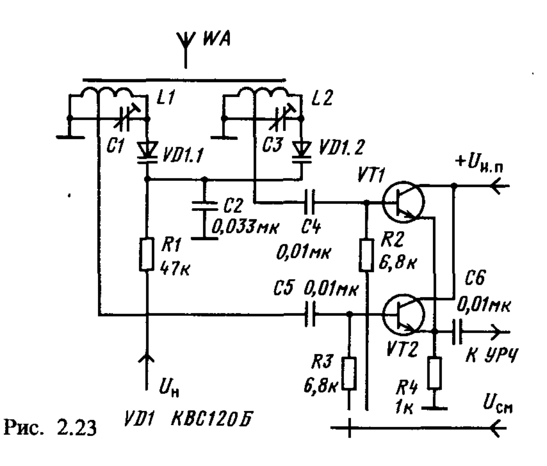


Рис. 2.23

каждой матрицы, идентичные первым, используются для настройки гетеродинных контуров. Коммутация диапазонов СВ и ДВ осуществляется с помощью двух транзисторов, включенных по схеме с ОК для входного сигнала и дифференциально по постоянному току. При подаче напряжения смещения на базу одного из транзисторов другой надежно закрывается и отсоединяет смесительный каскад ПЗВ от антенны соответствующего диапазона. Потребление тока по цепям коммутации не превышает нескольких десятков микроампер.

В некоторых случаях в преселекторах приемников с диапазонами СВ и ДВ целесообразно применять полосовые перестраиваемые фильтры (ППФ), а в диапазоне УКВ – неперестраиваемые. Особенно выгодно использовать ППФ при перестройке контуров варикапами. Однако их применение снижает селективность (из-за меньшей добротности варикапов по сравнению с блоками КПЕ), но при правильном расчете не снижает чувствительности приемников более чем на 15 ... 20%.

Расчет селективности ПФ удобно проводить по обобщенным графикам (см. рис. 2.10). Критическая связь между контурами в полосовом фильтре соответствует коэффициенту связи $k_{св} = 1/Q_э$, что дает возможность рассчитать элементы связи:

$$C_{св1} = k_{св}\sqrt{C_{э1}C_{э2}}$$

для внешнеемкостной и комбинированной связи;

$$C_{св2} = 1/k_{св}\sqrt{C_{э1}C_{э2}}$$

для внутриемкостной связи;

$$C_{св3} = \frac{C_{э\,max}}{k_{св} - C_{св1}/C_{э\,max}}$$

для комбинированной внутри-, внешнеемкостной связи, применяемой для выравнивания связи в диапазоне частот ППФ.

В этих формулах $C_{св1}$ – емкость конденсатора внешнеемкостной связи; $C_{св2}$ – емкость конденсатора внутриемкостной связи; $C_{св3}$ – емкость конденсатора внутриемкостной связи при наличии внешнеемкостной связи через $C_{св1}$; $C_{э1}$ и $C_{э2}$ – полные емкости конденсаторов, входящих в контуры двухконтурного фильтра с учетом емкостей монтажа, катушек и входных (выходных) емкостей активных элементов, подсоединенных к ПФ; $C_{э\,max}$ – максимальная емкость конденсаторов ППФ.

Индуктивность контурных катушек рассчитывается как для одиночного контура (2.1), а число витков катушек – по графикам на рис. 2.16 – 2.19 (для входных контуров) и на рис. 2.24 для контуров УРЧ и УПЧ, выполняемых в броневых ферритовых сердечниках ∅ 8,6 мм из феррита марки 600НН с подстроечными стержневыми сердечниками ∅ 2,8 и l = 12 мм 600ННСС.

Для контуров фильтров ПЧ в табл. 2.1 приведены намоточные данные для стандартных емкостей контурных конденсаторов.

На входе блоков УКВ иногда применяют сложные ПФ, составленные из четырехэлементных полузвеньев фильтров типа m.

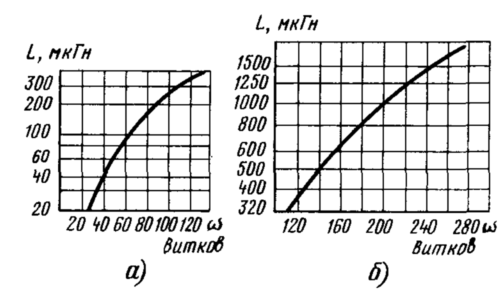


Рис. 2.24

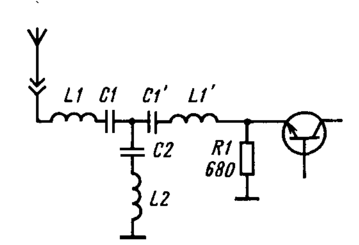


Рис. 2.25

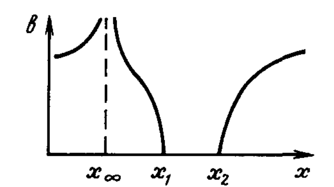


Рис. 2.26

Приведем методику расчета одного из таких фильтров, применяемых в блоках УКВ, и хорошо согласующегося с телескопической антенной и входным сопротивлением транзистора в схеме ОБ (рис. 2.25).

Задавшись исходными данными (рис. 2.26) $x = f/f_0$; $x_\infty = f_\infty/f_0$; $x_1 = f_1/f_0$; $x_2 = f_2/f_0$ при $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$, определим параметры

$$m = \frac{x_2^2 - x_\infty^2}{x_1^2 - x_\infty^2};$$

$$n = f_0/(f_2 - f_1)$$

Таблица 2.1. **Данные контуров ПЧ 465 кГц**

Тип сердечника	Число витков катушки при емкости конденсатора, пФ		
	270	510	1000
Броневой карбонильный СБ-12а	145	110	80
Броневой карбонильный СБ-9а	150	115	82
Броневой ферритовый Ч5	130	99	72
Кольцевой ферритовый М600НН-К7 × 4 × 2, зазор 2 × 0,05 мм	125	89	61

и значения

$L = R/(2\pi f_0)$;

$C \frac{1}{2\pi f_0 R}$;

где

$$R = \frac{R_н \sqrt{4(1 - x_\infty^2)}}{x_\infty};$$

$R_н$ – заданное сопротивление нагрузки.

Далее определяют коэффициенты

$\alpha 1 = n/m$;

$$\alpha 2 = \frac{n}{2}\frac{m^2 - 1}{m};$$

$\beta 1 = m/(m^2 x2^2)$;

$$\beta 2 = \frac{2}{n}\frac{m}{m^2 x1^2 - x2^2},$$

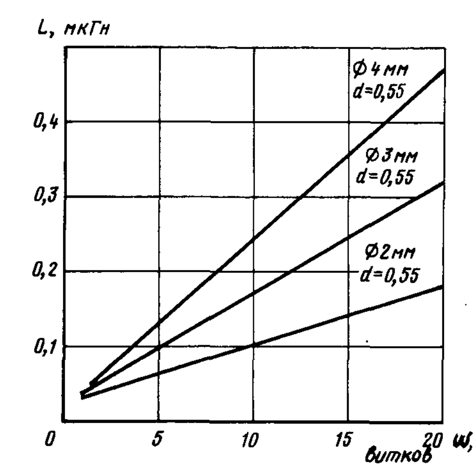


Рис. 2.27

а по ним и параметры элементов фильтра. Для фильтра частот 65 ...75 МГц, $f_\infty = 55$ МГц и $R_н = 10$ Ом $L1 = L'1 = 0{,}152$ мкГн; $L2 = 0{,}089$ мкГн; $C1 = C'_1 = 29{,}5$ пФ и $C2 = 94{,}2$ пФ.

Количество витков катушек L можно определить по графику на рис. 2.27. При изготовлении фильтра следует избегать взаимоиндуктивности между его катушками.

Кроме LC-фильтров в УПЧ транзисторных приемников широкое применение находят многозвенные пьезокерамические фильтры (табл. 2.2). Они обладают малым затуханием в полосе пропускания, их частотные характеристики имеют крутые скаты. Однако затухание этих фильтров за пределами полосы пропускания возрастает немонотонно. Вследствие этого необходимо включать перед фильтром резонансный контур, который одновременно служит трансформатором, согласующим выходное сопротивление преобразователя частоты с входным сопротивлением фильтра. На рис. 2.28 при-

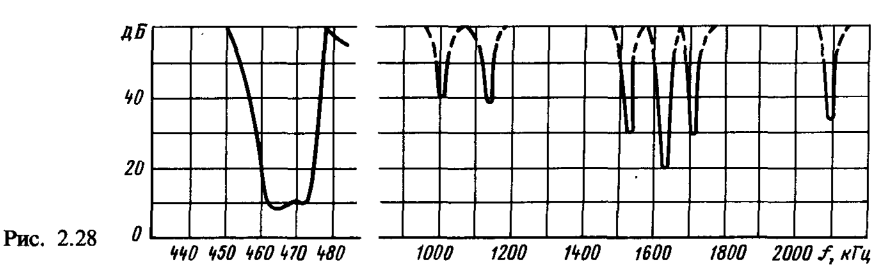


Рис. 2.28

Таблица 2.2. **Основные характеристики пьезокерамических фильтров** *

Параметр	ФП1П-041	ФП1П-043	ФП1П-022	ФП1П-023	ФП1П-024	ФП1П-025
Средняя частота полосы пропускания, кГц	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2
Полоса пропускания по уровню 6 дБ, кГц	5,8 ± 1,2	5,8 ± 1,2	$12{,}5^{+2}_{-2}$	$9{,}5^{+2}_{-1{,}5}$	$9{,}5^{+2}_{-1{,}5}$	$9{,}5^{+2}_{-1{,}5}$
Селективность при расстройке от средней частоты ±9 кГц, дБ, не менее	55	46	26	46	35	30
Вносимое затухание в полосе пропускания, дБ, не более	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5
Нагрузочное сопротивление, кОм: $R_{вх}$ и $R_{вых}$	2	2	2	2	2	2
Шунтирующая емкость, пФ						

* Габаритные размеры всех фильтров 18,5 × 16 × 6 мм.

** Ширина полосы пропускания (в килогерцах) на уровне 26 дБ.

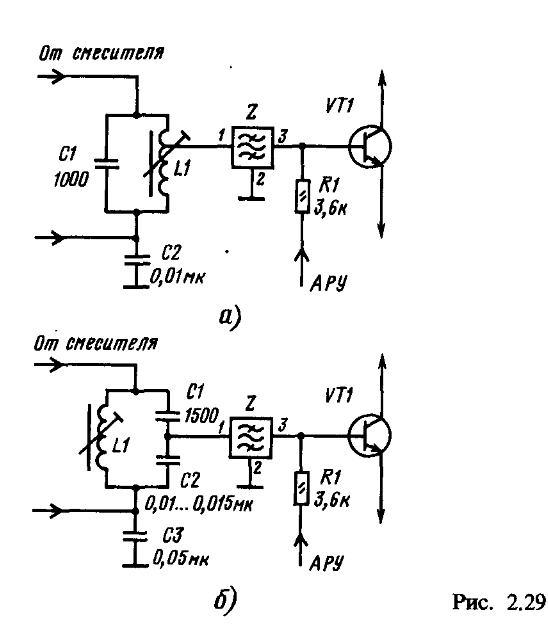
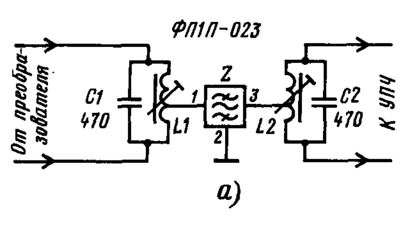


Рис. 2.29



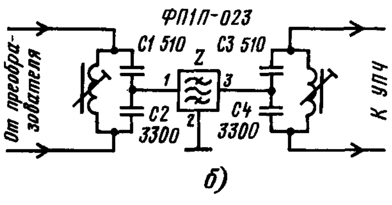


Рис. 2.30

ФП1П-026	ФП1П-027	ФП1П-049а	ФП1П-049б
465 ± 2	465 ± 2	$10,7 \pm 0,1$	$10,7 \pm 01$
$8,5^{+2}_{-1,5}$	$9,5^{+2}_{-1,5}$	150...200	200...280
26	35	505**	585**
9,5	9,5	10	10
2	2	0,33 20	0,33 20

ведена частотная характеристика затухания одного из фильтров ФП1П-023. Для получения равномерностной АЧХ в полосе пропускания фильтр следует тщательно согласовывать по входу и выходу.

На рис. 2.29 и 2.30 приведены схемы включения пьезокерамических фильтров, обеспечивающие возможность их согласования.

Усилители РЧ и ПЧ

В качестве активных элементов УРЧ наиболее широкое распространение получили транзисторы и микросхемы на их основе. В радиолюбительской практике преимущественное применение находят биполярные транзисторы, обладающие высокими электрическими характеристиками и имеющие более высокую электрическую прочность, чем полевые. Здесь приводятся наиболее важные для понимания процесса усиления и для простейших расчетов основные параметры биполярных и полевых транзисторов, характерные для УРЧ.

Активный элемент усилителя удобно представлять в виде электрического четырехполюсника (рис. 2.31) с внешними по отношению к нему параметрами. Наиболее подходит система y-параметров.

При выбранных на рис. 2.31 направлениях напряжений и токов уравнения четырехполюсника имеют вид

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2;$$
$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$

Параметры малого сигнала, позволяющие считать зависимости между напряжениями и токами линейными, определяют, придавая малые приращения напряжениям и измеряя малые приращения токов. При обращении в нуль U_1 или U_2 (что соответствует короткому замыканию входных или выходных зажимов четырехполюсника) из его уравнений получают следующие параметры: $y_{11} = \Delta i_1/\Delta u_1|_{U2=0}$ – входная проводимость при короткозамкнутом выходе; $y_{12} = \Delta i_1/\Delta u_2|_{U1=0}$ – обратная проводимость при короткозамкнутом входе; $y_{21} = \Delta i_2/\Delta u_1|_{U2=0}$ – крутизна (прямая проводимость) при короткозамкнутом выходе; $y_{22} = \Delta i_2/\Delta u_2|_{U1=0}$ – выходная проводимость при короткозамкнутом входе.

Размерность параметров [А/В], т.е. [См]. В общем случае y-параметры – величины комплексные, состоящие из действительной (резистивной) g и мнимой (реактивной) b частей: $y = g + jb$. Это определяет их частотную зависимость, существенно усложняющую расчеты. Однако

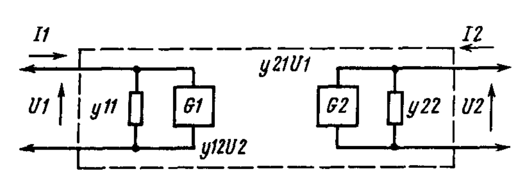


Рис. 2.31

применение современных ВЧ транзисторов с $f_{ГР}$, значительно превышающей частоту, на которой они используются в ПЗВ $f \leqslant 0{,}1 f_{ГР}$, позволяет за значение у-параметра принимать его действительную часть.

Из приведенных параметров наиболее часто при расчете усилительных устройств используют проходную проводимость y_{21}, соответствующую крутизне проходной ВАХ, и входную проводимость $y_{11} = 1/R_{вх}$. Действительная часть обратной проводимости y_{12} настолько мала, что можно ее во внимание не принимать. Для расчета устойчивости усилительного каскада используется проходная емкость транзистора $C_{прох}$, соответствующая мнимой части y_{12}.

Из-за влияния проходной емкости на устойчивость усиления каскада УРЧ (УПЧ) согласование выходной цепи транзистора с нагрузкой по мощности обычно не достигается, т.е. $y_{22} \ll y_H = 1/R_H$. По этой причине значение y_{22} при практических расчетах не учитывают.

Необходимые для расчетов параметры определяются из следующих соображений.

Крутизна характеристики биполярного транзистора $|y_{21}|$ для основной схемы включения ОЭ определяется через удельную крутизну характеристики $y_{21}^0 \approx y_{21}/I_K \approx 1/\varphi_T$.

Для температуры 20°C (293 K) $\varphi_T = 0{,}025$ В, и следовательно, $y_{21}^0 \approx 40$ (мА/В)/мА. Крутизна практически линейно зависит от тока коллектора транзистора в интервале токов 0,01 ... 10 мА, что позволяет использовать ее для определения крутизны характеристики в рабочей точке:

$$y_{21} = I_{Кр.т} y_{21}^0 = I_{Кр.т}/\varphi_T = I_{Кр.т}/0{,}025.$$

С повышением напряжения сигнала на входе усилителя начинает проявляться нелинейность ВАХ транзистора, которая в указанном интервале токов коллекторов аппроксимируется экспоненциальной кривой

$$I_K = I_{KH}(e^{U_{БЭ}/\varphi_T} - 1). \qquad (2.2)$$

Степень искажений может быть оценена коэффициентом гармоник

$$K_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \ldots + \gamma_n^2}}{\gamma_1},$$

где $U_1 \ldots U_n$ – напряжения соответствующих номеров гармонических составляющих сигнала: $\gamma_1 \ldots \gamma_n$ – коэффициенты относительных гармонических составляющих тока коллектора транзистора.

Для одной ближайшей гармоники

$$K_f = U_{вх}/4\varphi_T,$$

где $U_{вх}$ – амплитуда первой гармоники сигнала.

Отсюда видно, что коэффициент нелинейных искажений пропорционален амплитуде входного сигнала.

Коэффициенты относительных гармонических составляющих тока коллектора для биполярного транзистора приведены на рис. 2.32. Они позволяют оценить расчетным путем искажения в выходном сигнале в зависимости от амплитуды входного сигнала, а также рассчитать оптимальные режимы транзисторов по переменному току в УРЧ, УПЧ, преобразователях частоты и генераторах с самовозбуждением.

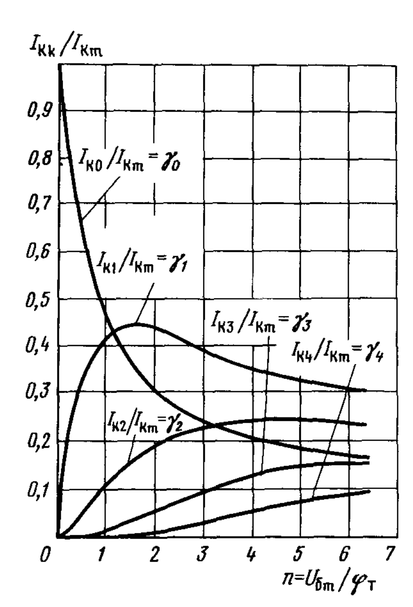


Рис. 2.32

Хотя ВАХ полевых транзисторов с меньшей степенью точности аппроксимируется экспонентой, для большинства встречающихся в радиолюбительской практике расчетов можно использовать зависимость (2.2), заменив в ней φ_T на коэффициент α, находимый экспериментальным путем:

$$\alpha = I_C/y_{21} = I_C \Delta U_{ЗИ}/\Delta I_C, \quad [В],$$

так как удельная крутизна характеристики полевых транзисторов имеет существенный разброс.

Значение α у современных полевых транзисторов малой мощности значительно больше φ_T, поэтому полевые транзисторы обладают меньшей крутизной и кривизной ВАХ, а следовательно, бóльшим допустимым уровнем входных напряжений сигнала, усиливаемых без заметных искажений. Например, при $K_f = 1\%$ допустимая амплитуда сигнала на входе биполярного транзистора не должна превышать 1 мВ, а для полевого может быть около 60 мВ.

Входное сопротивление полевого транзистора на не очень высоких по сравнению с граничной частотах и при относительно небольших сопротивлениях нагрузки имеет чисто емкостный характер.

При использовании транзисторов в различных схемах включения (ОЭ, ОБ, ОК) значения у-параметров активного четырехполюсника (см. рис. 2.31) приведены в табл. 2.3. Трансформацию параметров часто используют для получения оптимальных условий использования транзисторов в той или иной части радиотехнической цепи.

Усилители РЧ и УПЧ характеризуются следующими основными параметрами: коэффициентом усиления по напряжению K_u; коэф-

Таблица 2.3. **Соотношения параметров транзисторов**

Параметр	Схема включения		
	ОЭ	ОБ	ОК
y_{11}	$0{,}025h_{21э}/I_{Кр.т}$	$0{,}025h_{21б}/I_{Кр.т}$	$0{,}025h_{21э}/I_{Кр.т}$
y_{12}	$\approx C_{б.к}$	$\approx C_{э.к}$	$\approx C_{б.э}$
y_{21}	$I_{Кр.т}/0{,}025$	$-I_{Кр.т}/0{,}025$	$-I_{Кр.т}/0{,}025$
y_{22}	$y_{22э}$	$y_{22б}$	$0{,}025h_{21б}/I_{Кр.т}$

фициентом усиления по мощности K_p; полосой пропускания П; селективностью и динамическим диапазоном усиливаемых напряжений. Кроме того, УРЧ, содержащие в своем составе резонансные контуры, могут перестраиваться в определенном диапазоне (диапазонах) частот и обладают селективностью, определяемой степенью подавления помех d при определенной расстройке Δf от резонансной частоты контура (фильтра).

Коэффициент усиления по напряжению усилителя, состоящего из активного элемента и сопротивления нагрузки (резистора, трансформатора или резонансного контура), в общем случае определяется из выражения

$$K_и = y_{21}/(y_{22} + y_н)$$

и при значительном сопротивлении нагрузки $R_н$ может для схем включения ОЭ и ОБ достигать больших значений. Однако для предотвращения самовозбуждения усилителя коэффициент усиления должен удовлетворять условию

$$K_{и\,max} = \sqrt{\frac{y_{21}}{2\pi f C_{прох}}},$$

при этом

$$R_{н\,max} \leqslant \frac{K_{и\,max}}{y_{21}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi f C_{прох} y_{21}}}.$$

Даже на сравнительно низкой ПЧ (465 кГц) современный кремниевый планарный ВЧ транзистор с емкостью $C_{бк} = 5$ пФ требует нагрузки не более 1,25 кОм, тогда как его выходное сопротивление достигает 100 кОм. Это обстоятельство позволяет не учитывать в расчетах выходную проводимость транзисторов и определять коэффициент передачи по напряжению по упрощенной формуле:

$$K_и = y_{21} R_н.$$

При использовании в качестве нагрузки колебательного контура, резонансное сопротивление которого может быть значительно больше, чем допустимое сопротивление нагрузки $R_{н\,max}$, его следует согласовать с выходом транзистора так, чтобы удовлетворить условиям устойчивости усилителя. Для этого коэффициент включения транзистора в контур должен быть

$$p_{вых} = \sqrt{2R_{н\,max}/R_{ое}}$$

при условии, что следующий за данным каскадом транзистор согласован по мощности с резонансным сопротивлением контура, для чего коэффициент включения цепи базы должен быть

$$p_{вх} = \sqrt{R_{вх}/R_{ое}}.$$

Коэффициент передачи напряжения усилителя с базы первого каскада на базу второго

$$K_{и12} = p_{вх} p_{вых} R_{ое} y_{21}.$$

По этим же формулам рассчитывают коэффициент включения любой нагрузки, подключенной к контуру, и коэффициент передачи напряжения на эту нагрузку.

Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов передачи по напряжению всех входящих в него каскадов и пассивных элементов (затухание в фильтрах, делителях и т. п.). Коэффициент усиления по мощности определяется как $K_p = K_и^2 R_{вх}/R_н$.

Селективность УРЧ или УПЧ определяется качеством и количеством примененных в нем LC-контуров или иных фильтров (см., например, рис. 2.10 и табл. 2.2).

Динамический диапазон УРЧ или УПЧ зависит от допустимого уровня искажений, распределения усиления по тракту радиочастоты, минимального уровня сигнала, определяемого шумами транзистора первого каскада, и сопротивлениями нагрузок в каждом из каскадов. Максимальное напряжение на входе транзистора любого из каскадов усилителя не должно превышать $U_{вх\,max} = \varphi_T$, т. е. 25 мВ для биполярного и 250 ... 500 мВ для полевого транзисторов (при отсутствии специальных мер по расширению динамического диапазона каскада, например ООС).

Включение в цепь эмиттера последовательно с блокирующим конденсатором резистора линеаризирует ВАХ транзистора за счет уменьшения y_{21}. Сопротивление резистора отрицательной ОС можно определить по необходимой крутизне характеристики $y_{21н}$ каскада с отрицательной ОС и крутизне ВАХ в точке, заданной режимом по постоянному току:

$$R_{ООС} = (y_{21р.т} - y_{21н})/(y_{21р.т} y_{21н}).$$

Необходимое значение $y_{21н}$ может быть определено по выбранному K_f (например, отношению γ_2/γ_1) и требуемой амплитуде сигнала $U_{вх\,max}$, отнесенной к полученному по графику на рис. 2.32 значению n:

$$y_{21н} = U_{вх\,max} I_{Кр.т}/[0{,}025\, n(\gamma)].$$

Входное сопротивление транзистора при этом возрастает и становится равным

$$R_{вх\,ООС} = h_{21э}(1/y_{21р.т} + R_{ООС}).$$

Наоборот, чтобы усиление каскада УРЧ прн УПЧ не снижалось из-за относительной ОС, возникающей в результате падения напряжения на конденсаторе, блокирующем резистор в цепи эмиттера, его емкость должна быть не менее

$$C_э \geqslant (5\ldots10) y_{21р.т}/2\pi f_{min},$$

где f_{min} – минимальная рабочая частота УРЧ.

Режим каскада по постоянному току (рабочая точка) выбирается по заданному значению $y_{21р.т} = I_{Кр.т}/0{,}025$. Для обеспечения стабильности рабочей точки при изменении окружающей температуры сопротивление резистора в цепи эмиттера должно быть не менее

$$R_э = \delta\Delta T/\Delta I_э,$$

где δ – температурный коэффициент дрейфа напряжения смещения, равный 2 мВ/К; ΔT – диапазон допустимого изменения температуры; $\Delta I_э$ – допустимое изменение тока эмиттера транзистора.

Так как напряжение смещения на базе $U_{БЭ}$ составляет в среднем 0,25 В для германиевых и 0,6 В для кремниевых ВЧ транзисторов, то необходимое напряжение, получаемое от делителя и цепи базы или другого источника смещения, например стабистора, должно быть

$$U_Б = U_{БЭ} + I_э R_э,$$

а сопротивление резисторов делителя можно определить из условия

$$R_1 = U_Б/(0{,}1 \ldots 0{,}25) I_э$$

для резистора, включенного между базой и общим проводом, и

$$R_2 = (U_{и.п} - U_Б)/(0{,}1 \ldots 0{,}25) I_э$$

для резистора, включенного между базой и источником питания.

В УРЧ или УПЧ транзисторы используются в различных схемах включения. На частотах диапазонов ДВ, СВ и КВ преимущественное распространение получило включение ОЭ. Применение современных транзисторов с малой проходной емкостью позволяет использовать эту схему и в диапазоне УКВ.

В приемниках прямого усиления и в УРЧ супергетеродинных приемников второй – третьей групп сложности наиболее часто применяются широкополосные (апериодические) усилители с резистивной нагрузкой (рис. 2.33). Граница полосы пропускания такого каскада зависит как от сопротивления резистора нагрузки, так и от входной емкости следующего каскада. В приемниках основное назначение каскада УРЧ – усиливать сигнал по мощности для получения высокого отношения сигнал-шум, регулировать усиление (АРУ) до преобразователя частоты во избежание его перегрузки при приеме сигналов большого уровня и выполнять роль буферного каскада, предотвращающего проникание сигнала гетеродина в антенну. Сопротивление резистора нагрузки в этих приемниках следует выбирать малым: 51 ... 390 Ом. При этом частотная характеристика УРЧ достигает диапазона КВ.

В приемниках прямого усиления, работающих, как правило, только в диапазонах ДВ и СВ, сопротивление резистора может быть выбрано значительным, нагрузкой каскада при этом будет в основном входное сопротивление следующего каскада (УРЧ или детектора). Если в предыдущем случае усиление по напряжению не превышает 2 ... 5 раз, то при достаточно высоковольтном питании (6...9 В) и большом сопротивлении резистора нагрузки каскада усиление УРЧ может достигать 20 ... 50 при работе на второй каскад на таком же транзисторе или даже 100 ... 300 при работе на диодный детектор (рис. 2.34, *а*). При низковольтном питании для предотвращения работы транзистора в режиме насыщения параллельно резистору нагрузки целесообразно включать дроссель индуктивностью не менее 20 мГн (300 витков провода ПЭВ-2 0,1 ... 0,07 на сердечнике К7 × 4 × 2 феррита марки 400НН или 600НН), как это показано на рис. 2.34, *б*.

Применение транзисторов в схеме ОК позволяет существенно повысить входное сопротивление каскада УРЧ, которое зависит от сопротивления резистора нагрузки; если $R_н \gg 1/y_{21}$ оно равно

$$R_{вх} \approx h_{21э}(1/y_{21} + R_н).$$

Выходное сопротивление при малом сопротивлении источника сигнала ($R_г$) может быть малым

$$R_{вых} = (1/y_{21} + R_г/h_{21э})$$

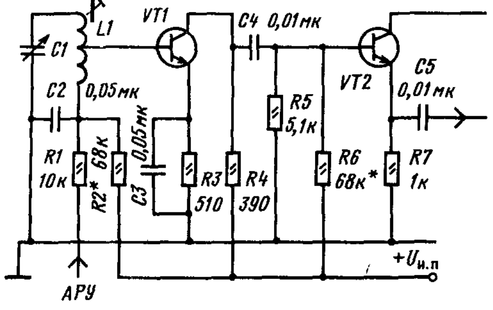


Рис. 2.33

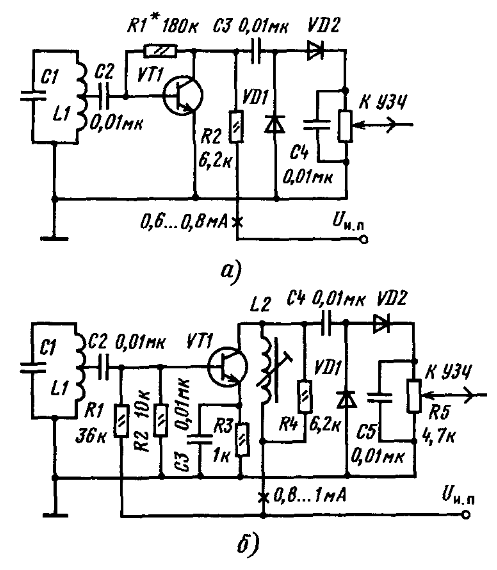


Рис. 2.34

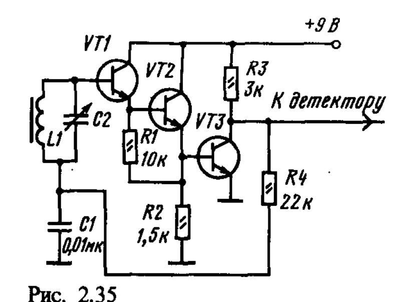


Рис. 2.35

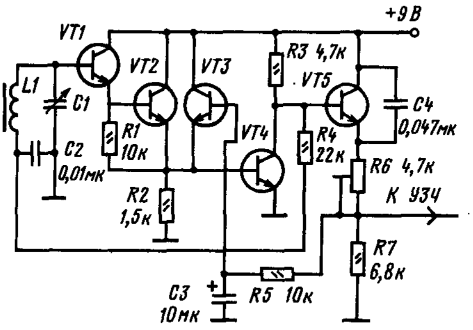


Рис. 2.36

без учета сопротивления резистора, включенного в цепь эмиттера. Если оно соизмеримо с выходным сопротивлением, его следует учитывать.

Включение двух таких каскадов последовательно перед каскадом с транзистором в схеме ОЭ (рис. 2.35) позволяет отказаться от частичного включения входа УРЧ во входной контур (или фильтр ПЧ), так как входное сопротивление превышает 1 МОм. Такой УРЧ целесообразно использовать в приемниках прямого усиления и в УПЧ супергетеродинных приемников, в которых АРУ охвачен преобразователь частоты или УРЧ.

На рис. 2.36 приведена схема аналогичного УРЧ, охваченного АРУ с выхода транзисторного детектора.

В диапазоне УКВ в приемниках второй–третьей группы сложности находят применение УРЧ с транзистором, включенным по схеме ОБ (рис. 2.37). Малая проходная емкость и низкое входное сопротивление такого каскада гарантируют стабильность УРЧ даже при полном включении резонансного контура в цепь коллектора транзистора.

Низкое входное сопротивление $R_{вх} \approx {}^{1}/y_{11Б}$ хорошо согласуется с входным сопротивлением источника сигнала (или укороченной штыревой антенны) именно в диапазоне УКВ. Фильтр на входе УРЧ должен быть рассчитан на входное сопротивление каскада.

Сочетание транзисторов в различных схемах включения в одном каскаде УРЧ улучшает его характеристики. Так, сочетание транзисторов, включенных по схемам ОЭ–ОБ, известное под названием каскодной схемы включения, сочетает достоинства этих схем включения: высокое входное сопротивление и большой коэффициент усиления по мощности (ОЭ) с высокой устойчивостью и высоким выходиым сопротивлением (ОБ). Схема каскодного УРЧ приведена на рис. 2.38.

Широкополосность каскодного усилителя, полученная благодаря малому сопротивлению нагрузки первого транзистора (входная проводимость $-y_{11Б}$) и малой проходной емкости второго, позволяет использовать его вплоть до частот диапазона УКВ.

Не менее интересными свойствами обладает сочетание транзисторов, включенных по схеме ОК–ОБ. Усилители на их основе имеют существенно более линейную ВАХ, что делает их предпочтительными для применения в УРЧ на входе супергетеродинных приемников групп сложности 0–1. Благодаря дифференциальному включению транзисторов по постоянному току такой каскад обладает хорошими регулировочными характеристиками. Для существенного изменения его усиления (40 ... 80 дБ в зависимости от частоты) достаточно изменить разность на-

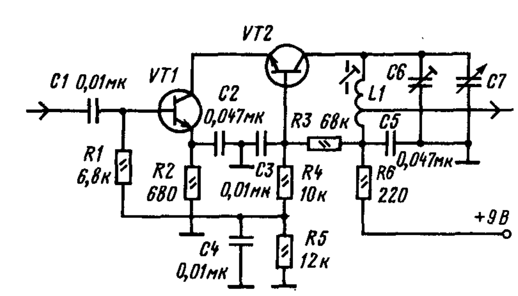


Рис. 2.38

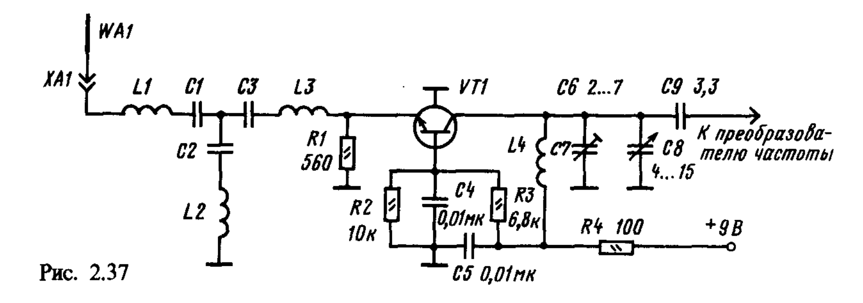
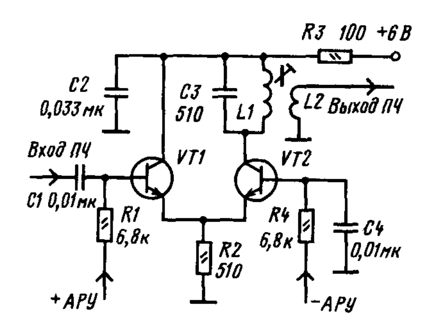


Рис. 2.37



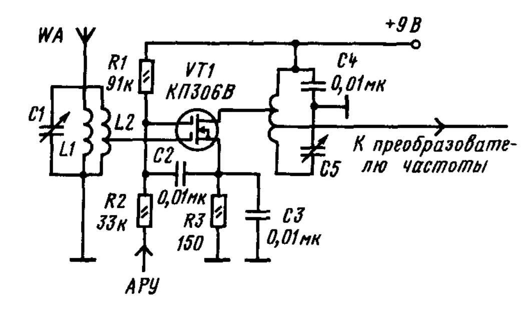


Рис. 2.40

пряжения смещения между базами транзисторов не более чем на (8 ... 10) $\varphi_T \approx 200 \ldots 250$ мВ, что существенно для повышения эффективности АРУ. Схема такого УРЧ или УПЧ приведена на рис. 2.39. Напряжение АРУ может подаваться как в положительной полярности только на базу первого транзистора, так и в отрицательной на базу второго транзистора или в соответствующей полярности на базы обоих транзисторов. При равном суммарном токе обоих транзисторов усилитель по схеме ОК–ОБ имеет крутизну характеристики в 2 раза меньше, чем по ОЭ–ОБ и меньшее значение $K_{u\,max}$, что следует учитывать при его применении. Эту же схему целесообразно использовать в последнем каскаде УПЧ тракта усиления ЧМ сигналов, играющем роль амплитудного ограничителя с симметричным ограничением сигнала. Отсутствие блокировочного конденсатора в цепи эмиттеров транзисторов делает такой усилитель особенно удобным для миниатюрного исполнения. Многокаскадные УПЧ, выполненные по схеме ОК–ОБ, находят широкое применение в микросхемах для ПЗВ, например К174УР3, К174ХА10 и др. Кроме того, такое включение транзисторов предпочтительно в ПЗВ с низким напряжением питания.

Для повышения чувствительности супергетеродинных приемников групп сложности 0–1, повышения их устойчивости к интермодуляционным искажениям в УРЧ целесообразно применять полевые транзисторы. Полевые транзисторы с управляющим p-n-переходом можно использовать практически во всем диапазоне частот – от ДВ до УКВ в схемах, аналогичных схемам включения биполярных транзисторов, с соответствующим изменением коэффициентов включения их входов и выходов в резонансные цепи, вплоть до полного включения. Транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы) из-за значительного коэффициента шума на низких частотах следует использовать на частотах выше 100 кГц. Это позволяет также применять их в диапазонах ДВ–УКВ. Целесообразно использование двухзатворных транзисторов, которые кроме значительно меньшей проходной емкости обладают хорошими регулировочными характеристиками по второму затвору. Изменение напряжения АРУ на втором затворе практически не изменяет емкость первого затвора, обеспечивая стабильность настройки входного контура УРЧ.

На рис. 2.40 приведена схема УРЧ на двухзатворном полевом транзисторе, рекомендуемая для применения в блоках УКВ приемников групп сложности 0–1. Несмотря на возможность полного включения затвора транзистора во входной контур, его подключают к части контура для снижения уровня сигнала при приеме мощных радиостанций и уменьшения уровня перекрестных помех. Высокая чувствительность при этом достигается благодаря меньшему уровню шумов у полевых транзисторов по сравнению с биполярными. У отдельных групп транзисторов КП306 для получения необходимого тока истока на первый затвор необходимо подавать смещающее напряжение положительной полярности. Указанные соображения относятся и к УРЧ других диапазонов частот, которые могут быть выполнены по аналогичной схеме.

В УПЧ используются приведенные ранее схемы включения транзисторов. Особенность УПЧ заключается в необходимости получения значительного усиления по напряжению, что трудно осуществить в одном каскаде. По этой причине УПЧ, как правило, состоят из двух-трех и более каскадов усиления. Наибольшим допустимым коэффициентом усиления обладает каскодный усилитель, особенно на ПЧ, характерных для трактов ЧМ сигналов (10,7 МГц). При применении его в тракте усиления АМ сигналов в простых ПЗВ часто можно обойтись и одним каскадом ПЧ. Примеиение широкополосных УПЧ, рассчитанных для усиления АМ и ЧМ сигналов ПЧ, требует введения в них до пяти каскадов, как, например, в УПЧ микросхемы К174ХА10. При применении широкополосных УПЧ следует учитывать возможность проникновения на их вход напряжения гетеродина, которое может привести к снижению усиления вследствие срабатывания цепи АРУ или даже вызвать релаксационные колебания в УПЧ. Поэтому необходимо тщательно экранировать входные цепи широкополосных УПЧ от цепей гетеродина.

Являясь широкополосными, такие УПЧ одновременно усиливают и широкий спектр шумов транзисторов первого каскада, поэтому перед детекторным каскадом целесообразно включать фильтр, уменьшающий шумовую полосу пропускания, как это, например, сделано в широко распространенной в промышлен-

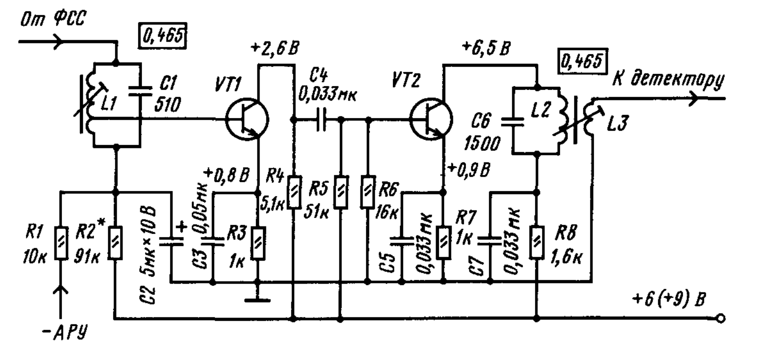


Рис. 2.41

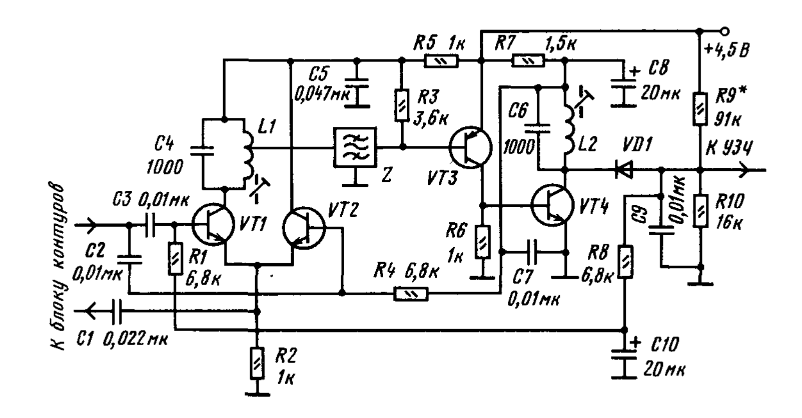


Рис. 2.42

ных приемниках третьей группы сложности схеме УПЧ, приведенной на рис. 2.41. Контур L2C6 сужает полосу пропускания УПЧ (без учета полосы пропускания ФПЧ на его входе) до 80 ... 40 кГц, что достаточно для снижения уровня шума апериодического УПЧ до допустимого предела.

Кроме комбинаций различных схем включения транзисторов одного типа проводимости можно сочетать транзисторы с разным типом проводимости, что приводит также к новым качественным характеристикам каскадов УПЧ.

Предыдущая схема, но выполненная на транзисторах с разным типом проводимости, позволяет исключить ряд элементов, определяющих режим транзисторов, его температурную стабилизацию, а также предельно снизить допустимое минимальное напряжение питания (рис. 2.42). Высокая степень температурной стабилизации режимов транзисторов в таком УПЧ и практически полное отсутствие влияния разбросов параметров применяемых транзисторов на режим каждого из них достигается благодаря включению всех транзисторов УПЧ и транзистора каскада преобразования частоты по постоянному току в кольцо, в котором каждый из транзисторов охвачен глубокой отрицательной ОС. Однако следует учитывать, что такой УПЧ кроме напряжения сигнала ПЧ усиливает сигналы в широком диапазоне частот (вплоть до инфранизких) и поэтому в нем необходим фильтр перед детекторным каскадом, иначе получить хорошее отношение сигнал-шум на входе детектора не удается.

Детекторы АМ и ЧМ сигналов

Детектирование АМ сигналов сводится к одно- или двухполупериодному выпрямлению РЧ сигналов и сглаживанию пульсаций фильтром, вносящим минимальные частотные искажения в сигнал ЗЧ.

Для выпрямления РЧ сигналов применяются высокочастотные диоды и транзисторы.

Напряжение ЗЧ на выходе детекторного каскада (без учета потерь в фильтре), кроме уровня входного сигнала радиочастоты $U_{рч}$ и коэффициента модуляции m, зависит от коэффициента передачи детекторного каскада $K_{дет}$:

$$U_{зч} = U_{рч}\, m\, K_{дет}.$$

Такая зависимость $K_{дет}$ для германиевого ВЧ диода представлена на рис. 2.43. Изменение $K_{дет}$ в зависимости от уровня входного сигнала приводит к тем большим нелинейным искажениям, чем меньше уровень.

При уровнях сигнала на входе детекторного каскада, меньших 300 мВ (что почти всегда имеет место в транзисторных ПЗВ, особенно с низковольтным питанием), для компенсации нелинейных искажений в детекторном каскаде

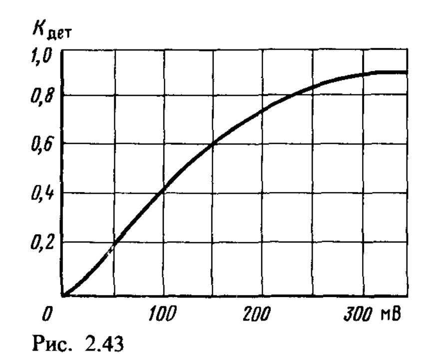


Рис. 2.43

используют обратную нелинейную зависимость его входного сопротивления

$$R_{вх.дет} = 0{,}5R_н/K_{дет},$$

где $R_н$ – сопротивление резистора нагрузки детекторного каскада при последовательном включении диода с нагрузкой. Для этого входное сопротивление детекторного каскада согласуют с выходным сопротивлением усилителя или контура при минимальном выбранном напряжении, подводимом к детектору.

Коэффициент включения детектора в выходной контур

$$p_{дет} = \sqrt{\frac{R_н}{2K_{дет}R_{ое}}},$$

где $p_{дет}$ – коэффициент включения детектора, равный отношению числа витков катушки связи с детектором к числу витков контурной катушки; $K_{дет}$ – коэффициент передачи детектора (рис. 2.43); $R_{ое}$ – резонансное сопротивление ненагруженного контура.

Для наилучшего использования усилителя минимальное подводимое напряжение к детектору следует выбирать равным 30 ... 50 мВ. При этом коэффициент передачи детектора приблизительно составит 0,2. При таком согласовании детектора с повышением напряжения на входе усилителя напряжение на входе детектора до некоторого уровня почти не будет изменяться. Зависимость коэффициента передачи детектора от входного напряжеиия компенсируется обратиой зависимостью его входного сопротивления, что снижает коэффициент гармоник. Дальнейшее снижение коэффициента гармоник детекторного каскада возможно за счет правильного выбора его рабочей точки при введении в цепь детектора напряжения прямого смещения. Напряжение должно быть таким, чтобы получить небольшой ток (1 ... 5 мкА) через диод при отсутствии сигнала. В ряде случаев для этого вводят переменный резистор, регулировкой которого достигается минимум нелинейных искажений. Начальный ток через диод в некоторой степени обеспечивает и температурную стабилизацию рабочей точки детектора.

Существенно бóльшим коэффициентом передачи при высокой температурной стабильности обладают транзисторные детекторы. Коэффициент передачи транзисторного детектора зависит от схемы включения в нем транзистора. Для схемы ОК

$$K_{дет\,ОК} = 1 - \gamma_0,$$

для схемы ОЭ

$$K_{дет\,ОЭ} = (1 - \gamma_0)y_{21\,р.т}R_н,$$

где γ_0 – коэффициент относительной постоянной составляющей тока (см. рис. 2.32).

При входных напряжениях 30 ... 50 мВ коэффициент передачи детектора с транзистором в схеме ОК составляет 0,45 ... 0,7, что более чем в 3 раза превышает коэффициент передачи диодного детектора при тех же входных напряжениях. Входное сопротивление такого детектора достаточно велико (30 ... 60 кОм), что позволяет в ряде случаев включать его в выходной контур усилителя полностью. За счет ООС по огибающей модулированного сигнала детекторный каскад с транзистором в схеме ОК имеет довольно малый коэффициент нелинейных искажений. Активные детекторы в микросхемах в основном выполняются на транзисторах по схеме ОК.

Частотно-модулированные сигналы детектируются аналогичным образом после преобразования изменения частоты в изменение амплитуды. Для этих целей применяются цепи с линейными АЧХ и ФЧХ характеристиками. Например, LC-контур, расстроенный относительно ЧМ сигнала так, что середина левого или правого ската его АЧХ совпадает с несущей частотой сигнала, является простейшим преобразователем ЧМ в АМ. Изменения амплитуды напряжения на его выходе в зависимости от изменения частоты на входе могут быть продетектированы диодным или транзисторным детектором.

Напряжения на двух связанных колебательных контурах при резонансе отличаются по фазе на 90°. Если эти напряжения по отношению к детектору включены последовательно, то их сумма изменяется пропорционально изменению частоты. Линейность преобразования, а следовательно, и нелинейные искажения зависят от линейности фазовой характеристики системы контуров в полосе частот, занимаемой ЧМ сигналом. Оптимальной связью между контурами с этой точки зрения является связь больше критической $k_{св}Q_э \approx 2$ (для критической связи $k_{св}Q_э = 1$), где $k_{св}$ – коэффициент связи. Фазовая характеристика контура практически линейна в полосе пропускания частот по уровню 0,9.

Необходимая добротность для получения заданной полосы пропускания по уровню 0,9 определяется как $Q_э \approx 0{,}5f_0/\Pi_{0,9}$. Если конструктивная добротность контура Q_0 существенно больше необходимой, контур следует шунтировать резистором сопротивлением

$$R_ш = \rho Q_0 Q_э/(Q_0 - Q_э), \qquad (2.3)$$

где $\rho = \omega L = 1/(\omega C) = \sqrt{L/C}$.

Необходимый фазовый сдвиг между напряжениями, подводимыми к детектору, можно получить с помощью цепи фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Начальный фазо-

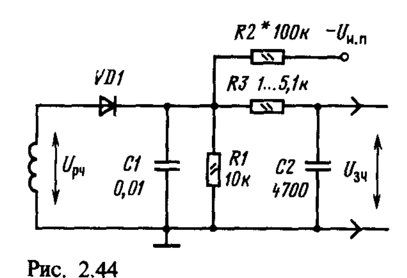


Рис. 2.44

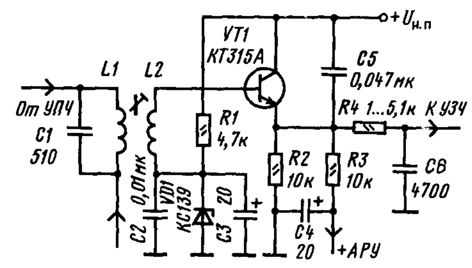


Рис. 2.45

вый сдвиг между напряжениями несущей частоты ЧМ сигнала и местного гетеродина, охваченного ФАПЧ, равен 90°. При изменении частоты сигнала при соответствующих параметрах ФНЧ в цепи ФАПЧ появляется пропорциональная разность фаз, приводящая к демодуляции ЧМ в фазовом детекторе, который поэтому может быть использован в качестве детектора ЧМ сигнала.

Далее приводятся конкретные схемы детекторов АМ и ЧМ сигналов.

На рис. 2.44 приведена схема диодного детектора АМ сигналов с цепями установления режима по постоянному току. Детектор используется как в простейших ПЗВ, так и в приемниках групп сложности 0,1. В простейших приемниках постоянная составляющая выходного сигнала используется для изменения усиления УРЧ или УПЧ пропорционально входному сигналу, т.е. в системе автоматической регулировки усиления (АРУ). В более сложных ПЗВ для АРУ используется отдельный детектор. Разделение функций этих детекторов позволяет подобрать для каждого из них оптимальный режим работы. На рис. 2.45 приведена схема двухполупериодного детектора с удвоением выходного напряжения с цепями, обеспечивающими регулировку режима диодов. Следует иметь в виду, что входное сопротивление такого детектора в 2 раза меньше, чем у детектора по схеме на рис. 2.44, при одинаковом сопротивлении резистора нагрузки.

На рис. 2.46 дана схема детектора на транзисторе, включенном по схеме ОК. Начальное смещение на базу транзистора желательно подавать от стабилизированного источника. Конденсатор С3 служит для подавления шумов источника смещения. При наличии в источнике смещения напряжения шума получить хорошее отношение сигнал-шум на выходе детектора не удается несмотря на большое отношение сигнал-шум на входе детектора. Это следует иметь в виду при применении некоторых микросхем (157, 237 серий), в которых осуществлена непосредственная связь транзистора детекторного каскада с выходом широкополосного УПЧ. Особенностью детектора с включением транзистора по схеме ОК является также необходимость включения конденсатора С5 между эмиттером и коллектором транзистора; при включении этого конденсатора между эмиттером и общим проводом в тракте РЧ может возникнуть самовозбуждение. Достоинства детектора, выполненного по такой схеме: высокий коэффициент передачи, высокая температурная стабильность, малый уровень нелинейных искажений, слабая зависимость АЧХ от емкости конденсатора С5 и низкое выходное сопротивление. При использовании такого детектора необходимо помнить, что напряжение постоянного тока на выходе детектора при отсутствии сигнала меньше напряжения источника смещения на 0,6 В при использовании кремниевых и на 0,25 В при использовании германиевых транзисторов. Для получения при отсутствии сигнала напряжения на выходе, равного напряжению смещения, можно применить детектор по схеме на рис. 2.47. На выходе этого детектора находится эмиттерный повторитель на нелинейном транзисторе структуры p-n-p. По этой причине уменьшение напряжения на выходе первого транзистора компенсируется увеличением напряжения на то же значение на выходе второго. Выходное напряжение не зависит от изменения окружающей температуры. Эта схема позволяет уравнять напряжения на базах дифференциального усилителя, используемого в УПЧ для создания эффективной АРУ, и обеспечить стабильность его параметров при изменении температуры.

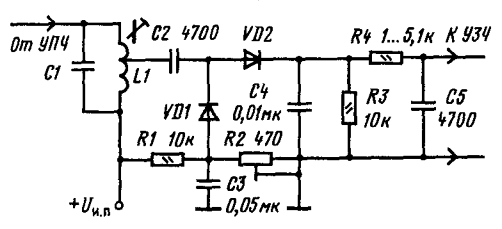


Рис. 2.46

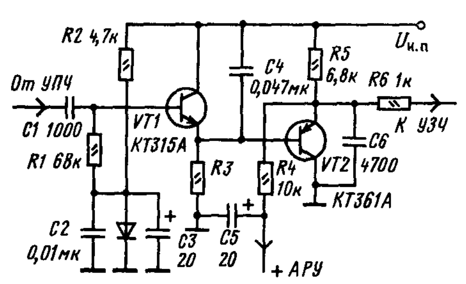


Рис. 2.47

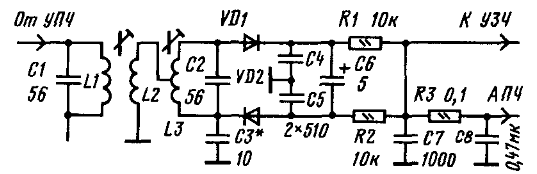


Рис. 2.48

На рис. 2.48 приведены схемы частотного детектора, наиболее распространенные в современных ПЗВ. Это симметричный детектор отношений или дробный детектор. Преобразователь ЧМ/АМ фазового типа, а диоды детектора вместе с двумя половинами вторичного контура фазосдвигающего трансформатора образуют мостовую цепь, которая обеспечивает нулевое напряжение на выходе детектора при настройке сигнала точно на середину S-кривой (АЧХ детектора). При расстройке от середины на выходе детектора появляется напряжение того или иного знака, что кроме формирования сигнала ЗУ из ЧМ сигнала позволяет использовать постоянную составляющую для АПЧ гетеродина ПЗВ. Благодаря конденсатору большой емкости C6 быстрые изменения амплитуды сигнала, например импульсные помехи, подавляются диодами VD1, VD2, которые в этом случае включаются параллельно вторичному контуру L2C2, и малым прямым сопротивлением шунтируют его, ограничивая амплитуду сигнала. По этой причине дробный детектор не нуждается в предварительном ограничении сигнала. Резисторы R1 и R2, соединенные параллельио для сигнала ЗЧ, вместе с конденсатором C7 образуют фильтр для компенсации предыскажений в передатчике ЧМ и подавления сигнала ПЧ. Постоянная времени этого фильтра должна быть 50 мкс.

Такими же свойствами обладает детектор ЧМ сигналов, выполненный по упрощенной схеме (рис. 2.49). Для симметрирования мостовой цепи (компенсации разбросов параметров VD1, VD2) применяется подстроечный резистор R1. С его помощью добиваются максимума подавления паразитной АМ и минимума нелинейных искажений выходного сигнала.

В микросхемах для детектирования ЧМ сигналов широкое распространение получили фазовые квадратурные частотные детекторы. На рис. 2.50 приведена упрощениая схема (без цепей, определяющих режимы транзисторов) такого детектора, применяемого в 174УР1 и 174УР6. Основу частотного детектора в этих

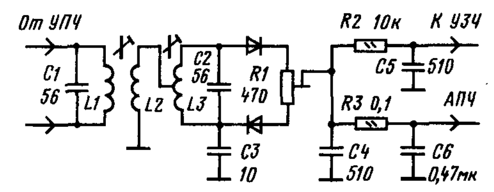


Рис. 2.49

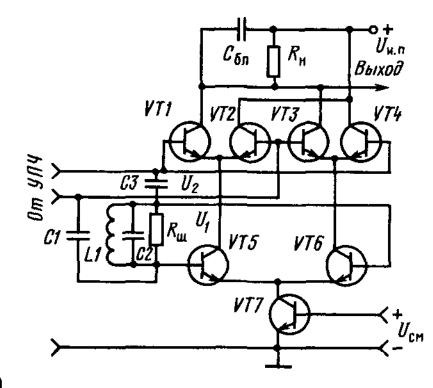


Рис. 2.50

микросхемах составляет двойной балансный транзисторный фазовый детектор. При наличии перед ним ограничителя (что предусмотрено в микросхемах) напряжение на выходе детектора зависит только от фазовых соотношений между напряжениями сигналов, подводимых к входам фазового детектора. Это осуществляется с помощью фазовращателя, роль которого играют контур L1C3 и конденсаторы C1C2. Линейный участок характеристики детектора зависит от протяженности ЧФХ фазовращателя, которая, в свою очередь (как упоминалось ранее), зависит от добротности контура. Сопротивление шунтирующего резистора рассчитывают по формуле (2.3). Достоинствами детекторов АМ/ЧМ сигналов на активных элементах являются: температурная стабильность; значительно больший коэффициент передачи; меньший уровень нелинейных искажений (в случае применения ООС по огибающей ЗЧ). Поэтому эти детекторы целесообразно применять и в радиолюбительских конструкциях.

На рис. 2.51 приведена схема активного совмещенного детектора АМ и ЧМ, выполненного на двух транзисторах разного типа проводимости. На транзисторе VT1 собран детектор АМ сигналов и амплитудный детектор ЧМ сигналов, необходимый для компенсации смещения рабочей точки транзистора VT2 – детектора ЧМ сигналов. При таком включении обоих детекторов отпадает необходимость в коммутации выходов детекторов АМ и ЧМ и в режиме детектирования ЧМ сигнала получается симметричная относительно среднего уровня выходного напряжения S-образная характеристика. Так как напряжение на выходе первого детектора зависит от наличия на входе детектора АМ или ЧМ сигнала, его можно использовать для целей АРУ и индикации настройки приемника. При использовании выходного напряжения частотного детектора для АПЧ следует иметь в виду, что среднее значение напряжения отлично от нуля и равно напряжению смещения на базе VT1.

На рис. 2.52 приведена схема частотного детектора на основе ФАПЧ. Сигнал от УРЧ подводится к одному из входов фазового детектора – к базе транзистора VT5. Сигнал на другом (симметричном) входе получается благодаря

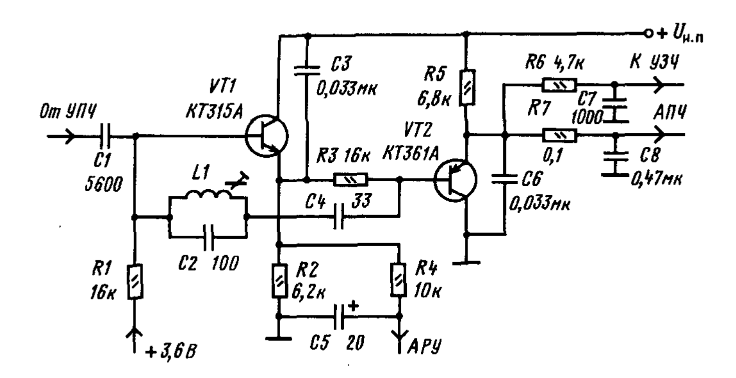


Рис. 2.51

самовозбуждению генератора, образованного транзисторами VT2 и VT3. Конденсаторы C7 и C8 создают цепи ОС в двухтактном генераторе. Цепь АПЧ замыкается через резистор R10, который вместе с емкостью варикапной матрицы образует ФНЧ цепи ФАПЧ. Некоторая несимметричность фазового детектора из-за различных сопротивлений нагрузочных резисторов R5 и R8 при сильных сигналах обеспечивает непосредственный захват частоты гетеродина частотой сигнала. Фильтр нижних частот на выходе фазового детектора R11C13 компенсирует подъем верхних частот модуляции в передатчике. Настройка на частоту сигнала осуществляется изменением постоянного напряжения на диодах VD2, VD3. Достоинство такого частотного детектора – возможность применения его непосредственно на частоте принимаемых УКВ радиостанций, что существенно упрощает изготовление приемника. Недостатками являются низкая чувствительность и малый динамический диапазон сигналов, при которых сохраняется стабильная работа цепи ФАПЧ и приемника в целом (100 мкВ ... 15 мВ). Транзистор VT4 служит для температурной компенсации режима работы ФД.

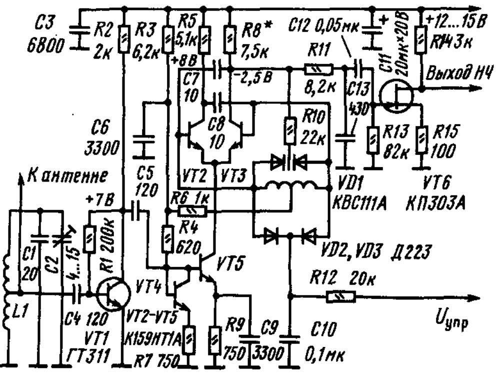


Рис. 2.52

Преобразователи частоты

Преобразование сигналов радиочастот в сигнал ПЧ осуществляется в частотно-преобразовательных каскадах ПЗВ. Для преобразования используется нелинейность ВАХ преобразующих элементов (ПЭ), в качестве которых обычно используются полупроводниковые диоды и транзисторы. Для получения напряжения ПЧ помимо напряжения сигнала к ПЭ необходимо подвести напряжение от гетеродина с частотой, отличающейся от частоты сигнала на значение ПЧ. Напряжение гетеродина для преобразования сигнала с малыми искажениями должно превышать уровень самого большого из принимаемых сигналов. От правильного выбора режима ПЭ зависят такие характеристики приемника, как чувствительность, селективность, искажения сигнала. Преобразователи по типу примененного ПЭ делятся на пассивные и активные, а по способу получения напряжения гетеродина – на преобразователи с отдельным гетеродином (смесители частот) и с совмещенным гетеродином (генерирующие преобразователи).

Пассивные преобразователи, как правило выполняемые на диодах, не усиливают сигнал; однако они просты в исполнении, обладают сравнительно низким уровнем собственных шумов. При выполнении по балансной схеме они позволяют скомпенсировать некоторые нежелательные продукты преобразования и поэтому находят применение в приемниках групп сложности 0,1, где им предшествуют каскады УРЧ. К их недостаткам следует отнести значительную мощность, потребляемую от гетеродина, и усложнение коммутации в приемниках с несколькими диапазонами частот.

Активные (транзисторные) преобразователи потребляют меньшую мощность от гетеродина и совмещают функции преобразователя и гетеродина в одном и том же активном элементе, что целесообразно в простых приемниках.

Развитие микроэлектроники позволило создать малогабаритные активные балансные и кольцевые преобразователи частоты, превосходящие по степени подавления нежелательных продуктов преобразования диодные преобразователи. Такие преобразователи входят в состав

микросхем даже в сравнительно недорогих приемниках (174ХА10).

Коэффициент передачи напряжения диодного преобразователя

$$K_{пр} \approx 0,5\sqrt{R_{oe\,пч}/R_{oe\,УРЧ}}$$

при условии оптимального согласования его с контурами УРЧ и УПЧ. Для контура УРЧ это условие удовлетворяется на одной частоте диапазона. Входное и выходное сопротивления диодного преобразователя равны. Они зависят от относительной амплитуды гетеродина и сопротивления нагрузки. Входное сопротивление со стороны гетеродина

$$R_{вх.г} = 0,03\gamma_0/I_{д\,р.т}.$$

В балансном и кольцевом смесителях частот оно соответственно в 2 и 4 раза меньше вычисленного.

Усиление сигнала в активном преобразователе частоты зависит от крутизны преобразования $S_{пр}$. При преобразовании по первой гармонике гетеродина (если ПЧ получена как разность или сумма частот гетеродина и сигнала)

$$S_{пр} = 0,5y_{21р.т}\gamma_1/\gamma_0 = \\ = 0,5I_{K\,р.т}\gamma_1/0,025\gamma_0,$$

где γ_0 и γ_1 – коэффициенты разложения Фурье постоянной составляющей и первой гармоники тока коллектора, определяемые для выбранной относительной амплитуды напряжения гетеродина по рис. 2.32.

Оптимальной (для биполярных транзисторов) амплитудой напряжения гетеродина на базе для преобразования по первой гармонике его частоты можно считать n = 1,5 ... 2, т.е. 38 ... 50 мВ, при которой крутизна преобразования достигает 0,7 крутизны характеристики ПЭ в режиме усиления.

Преобразование по второй или более высокой гармонике гетеродина может применяться в блоках УКВ для уменьшения проникания напряжения гетеродина в цепь антенны и в диапазоне КВ в приемниках с совмещенным гетеродином в преобразователе частоты для уменьшения взаимного влияния настроек входного и гетеродинного контуров. При этом для повышения эффективности преобразования необходимо увеличить амплитуду гетеродина. Крутизна преобразования по любой (k-й) гармонике гетеродина

$$S_{ПР\,k} = 0,5\gamma_k y_{21р.т}/\gamma_0 = 0,5\gamma_k I_{K\,р.т}/0,025\gamma_0.$$

По этой формуле можно рассчитывать уровни преобразования побочных каналов приема.

Входное сопротивление транзисторного преобразователя частоты для источника сигнала равно входному сопротивлению транзистора в режиме усиления при том же токе коллектора.

Входное сопротивление, нагружающее гетеродин, зависит от схемы включения транзистора смесителя частот по отношению к выходу гетеродина

$$R_{вх.г} = U_{гm}h_{21}\gamma_0/I_{K\,р.т},$$

где $U_{гm}$ – амплитуда напряжения гетеродина на входе смесителя частот; h_{21} – коэффициент прямой передачи тока в схеме ОЭ или ОБ; $I_{K\,р.т}$ – ток коллектора смесителя в рабочей точке.

Гетеродин обычно выполняют по схеме трехточечного автогенератора. Чтобы обеспечить стабильность частоты гетеродина, стараются уменьшить связь активного элемента с контуром до минимально необходимой для получения стационарного режима (режима устойчивой генерации). Если напряжение на вход смесителя снимается с части контура гетеродина, то добротность этого контура уменьшается (при оптимальном согласовании по мощности в 2 раза) и при расчете режима гетеродина по переменному току нужно учитывать ухудшение добротности контура из-за согласования со смесителем.

Стационарный режим в автогенераторе на биполярном транзисторе устанавливается, начиная с относительных амплитуд возбуждения n = 0,25 ...0,3 (см. рис. 2.32). Оптимальным для гетеродина следует считать режим при n = 1 ...3 (25 ...75 мВ). Так как мощность, потребляемая смесителем, невелика, ток коллектора гетеродина может быть не более 2 ...2,5 мА. Оптимальный ток коллектора для преобразователей с совмещенным гетеродином составляет 0,5 ... 0,75 мА и для преобразователей с отдельным гетеродином 1 ... 1,5 мА. Напряжение переменного тока на коллекторе транзистора гетеродина должно быть небольшим по сравнению с напряжением питания, в этом случае меньше сказывается влияние емкости коллекторного перехода транзистора на стабильность генерируемой частоты. Чтобы при этом выполнялся баланс амплитуд, напряжение на части контура гетеродина, подключенной к выходу транзистора, должно быть не менее 25 мВ. Для этого сопротивление части контура, подключаемой к выходу транзистора, должно составлять

$$R_{вых} = p^2_{вых}R_{oe} = 0,025\gamma_0/(I_{K\,р.т}\gamma_1),$$

а коэффициент включения выхода транзистора в контур

$$p_{вых} = \sqrt{0,025\gamma_0/(I_{K\,р.т}\gamma_1 R_{oe})},$$

где R_{oe} – резонансное сопротивление контура гетеродина (нагруженного на смеситель) на нижней частоте каждого из диапазонов частот гетеродина при индуктивной связи с контуром и на высшей частоте при внутриемкостной (при перестройке контура в емкостной ветви).

Вход транзистора (цепь ОС) должен быть подключен к части контура с напряжением, в n раз большим, чем выходное (n берется из режима стационарности), т.е. 1 ...3: $p_{вх} = np_{вых}$.

При различных схемах включения транзистора по отношению к общей (заземленной) точке контура коэффициенты включения цепей базы, эмиттера и коллектора будут разными. Выражения для них и соотношений емкостей делителей напряжения в цепи ОС при использовании емкостной трехточечной схемы приведены на рис. 2.53.

Намотать катушки связи, отношение числа витков которых точно равно отношению коэффициентов включения, затруднительно. Полученные значения целесообразно округлять до

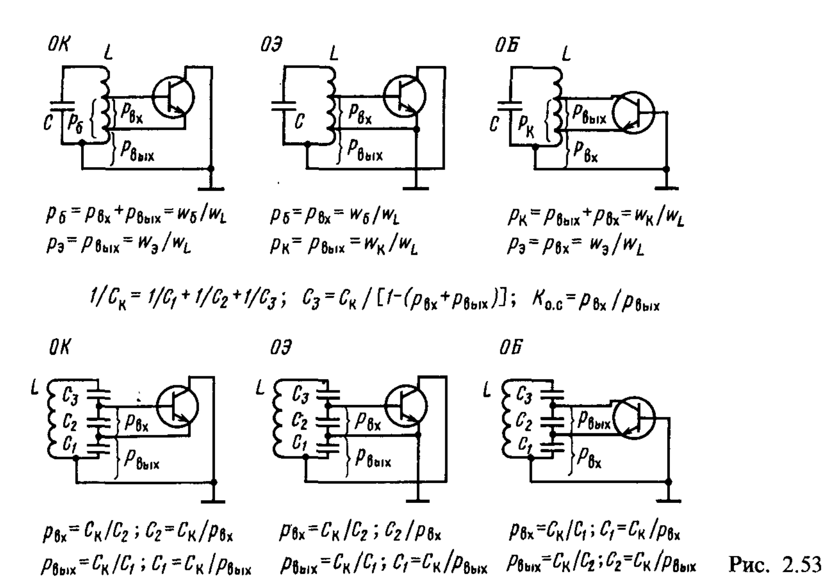


Рис. 2.53

целого числа витков в сторону их увеличения. При этом режим стационарности генератора несколько изменится. Изменяется он и при перестройке контура генератора в диапазоне частот. Это приводит к изменению амплитуды напряжения гетеродина и изменению режима смесителя частот. Для устранения такого явления прибегают к стабилизации напряжения гетеродина. Для этого проще всего включить параллельно контуру гетеродина шунтирующий резистор, который в большей мере оказывает влияние на добротность контура на высшей частоте его настройки.

Более сложными мерами являются ограничение амплитуды гетеродина с помощью полупроводниковых диодов, p-n переходов транзисторов или применение стабилизации амплитуды за счет изменения режима транзистора гетеродина с помощью регулирующего транзистора. Возможно применение частотно-зависимых делителей напряжения в цепи ОС.

При применении гетеродинов, работающих без автоматического смещения, например двухтранзисторного генератора, в котором ограничение амплитуды колебаний происходит в результате насыщения эмиттерно-базовых переходов, приведенное резонансное сопротивление контура должно удовлетворять условию

$$p^2 R_{oe} \geqslant 2U_{БЭнас}\alpha_0/\alpha_1 I_{Кр.т},$$

где α_0 и α_1 – коэффициенты разложения Фурье для прямоугольного импульса коллекторного тока, равные 0,5 и 0,637 соответственно.

Режим гетеродина по переменному току можно подбирать в некоторых пределах, не изменяя коэффициента ОС, за счет изменения режима по постоянному току или за счет введения в цепь переменного тока эмиттера резистора отрицательной ОС. Можно также уменьшать емкость разделительного конденсатора в этой цепи, которая будет играть роль частотно-зависимого сопротивления в цепи ОС. Это позволяет скорректировать фазу напряжения в цепи ОС и использовать транзисторы в генераторах вплоть до граничных частот по усилению. Кроме того, уменьшение емкости этого конденсатора предотвращает возникновение прерывистой генерации. Для ее отсутствия емкость конденсатора [нФ] в цепи эмиттера должна удовлетворять условию

$$C_э < Q_0 I_{К\,р.т}/(6\pi f_{г\,max} 0{,}025),$$

где $I_{К\,р.т}$ – ток коллектора в рабочей точке, мА; $f_{г\,max}$ – максимальная частота гетеродина, МГц; Q_0 – добротность контура гетеродина на этой частоте.

Напряжение питания гетеродинов или хотя бы напряжение смещения должны быть стабилизированы и заблокированы как по радиочастотам, так и по низким частотам для устранения шумов цепи стабилизации напряжения. В приемниках высших групп сложности между преобразователем частоты и гетеродином желательно применять буферный каскад.

Простой балансный преобразователь, схема которого приведена на рис. 2.54, при симметричном выполнении и балансировке с помощью подстроечного резистора R1 эффективно подавляет ряд комбинационных составляющих, уменьшая тем самым количество и уровень побочных каналов приема.

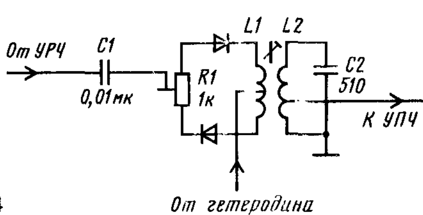


Рис. 2.54

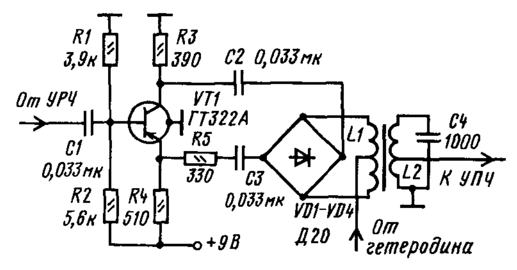


Рис. 2.55

Еще более эффективно и большее количество комбинационных составляющих подавляет кольцевой преобразователь, схема которого приведена на рис. 2.55. В приемнике с таким преобразователем частоты при симметричном его выполнении отсутствует реакция входного сигнала на гетеродин, напряжение гетеродина не проникает во входные цепи, исключается прямое прохождение входного сигнала, близкого по частоте, в фильтр ПЧ.

Линейность преобразователя по сигнальному входу сохраняется до амплитуд сигнала, равных 0,1 амплитуды напряжения гетеродина, т. е. при оптимальном напряжении гетеродина от 100 ... 300 мВ до 10 ... 30 мВ. Благодаря тому, что мост из четырех диодов образует для постоянного тока замкнутую цепь («кольцо»), он может быть подключен к источнику сигнала через разделительные конденсаторы С2 и С3. Это дает возможность вместо симметричных обмоток трансформатора связи применить апериодический каскад на транзисторе VT1 с разделенной нагрузкой, имеющий несимметричный вход. В ряде случаев он может служить единственным каскадом УРЧ при условии введения в него АРУ.

В простых ПЗВ широко применяется преобразователь по схеме на рис. 2.56. В нем транзистор для входного сигнала включен по схеме ОЭ, а для напряжения гетеродина – по схеме ОК. При таком включении упрощается коммутация контуров.

В более сложных моделях ПЗВ, собранных на микросхемах, преобразователи частоты выполняются, как правило, с отдельными гетеродинами по балансным или даже двойным балансным схемам. Примером такого преобразователя частоты может служить преобразователь в составе микросхемы К174ХА10, упрощенная схема которого приведена на рис. 2.57. Смеситель частоты выполнен на четырех транзисторах VT1, VT3–VT5. Ему предшествует УРЧ, собранный на транзисторах VT2 и VT6 так, что фазы их выходных сигналов различаются на 180°. Это позволяет получить балансный преобразователь с несимметричным выходом.

Гетеродин выполнен на транзисторах VT7 и VT8 так, что контур гетеродина подключается к ним двумя точками. Резистор $R_п$ предотвращает паразитную генерацию в гетеродине. Такой преобразователь имеет линейную характеристику до уровней сигнала 10 ... 15 мВ и преобразует сигнал без заметных искажений огибающей модулированного сигнала при глубине модуляции около 100 % до уровня 50 мВ. Изготовление такого преобразователя на дискретных элементах в радиолюбительских условиях нецелесообразно, лучше при необходимости применить преобразователь по схеме на рис. 2.55.

Сочетание нескольких транзисторов в различных схемах включения (ОЭ, ОК, ОБ) дает новые качества не только усилителям, но и преобразователям частоты.

Преобразователь по каскодной схеме ОЭ – ОБ (рис. 2.58) характеризуется большой устой-

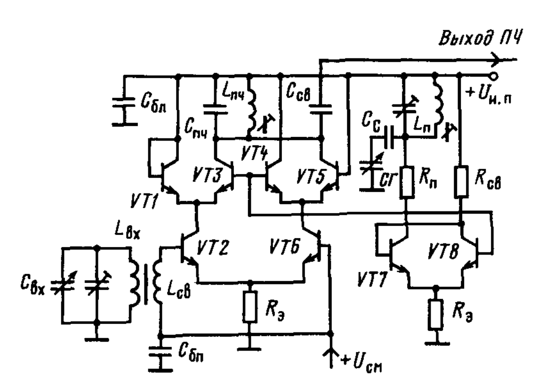


Рис. 2.57

Рис. 2.56

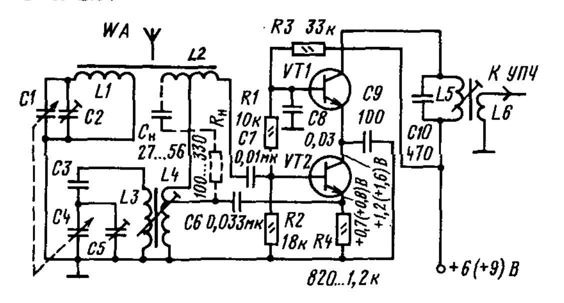


Рис. 2.58

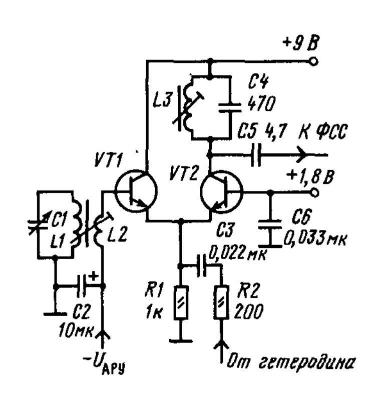


Рис. 2.59 Рис. 2.60

чивостью коэффициента преобразования, меньшим значением крутизны обратного преобразования, а следовательно, при прочих равных условиях меньшим уровнем шумов. Значительное выходное сопротивление и малая проходная емкость позволяют включать на выходе преобразователя фильтр с высоким входным сопротивлением. Такой преобразователь с цепью нейтрализации входной емкости для уменьшения связи между входным и гетеродинным контурами (на схеме изображена штриховыми) может быть использован вплоть до частот 15 ... 20 МГц без отдельного гетеродина. При необходимости он может быть использован и с отдельным гетеродином, напряжение которого в этом случае следует подавать в цепь эмиттера или цепь базы транзистора VT1.

Преобразователь частоты, схема которого приведена на рис. 2.59, обладает повышенной линейностью для напряжения сигнала (как любой дифференциальный каскад) примерно в 15 раз. Для переменного тока входного сигнала транзистор VT1 включен по схеме ОК, а транзистор VT2 – по схеме ОБ. Нелинейность проходной характеристики первого транзистора компенсируется нелинейным входным сопротивлением второго для сигналов с уровнем примерно до 50 мВ. Для переменного напряжения гетеродина (при подведении его к эмиттерам) оба транзистора включены по схеме ОБ. Для постоянного тока оба транзистора включены дифференциально. Максимальный коэффициент преобразования в таком преобразователе получается при балансе дифференциального усилителя, т.е. тогда, когда токи коллекторов обоих транзисторов равны. При перераспределении токов между транзисторами в сторону увеличения тока коллектора одного из них коэффициент передачи уменьшается и при разности напряжений между базами дифференциальной пары около 200 мВ уменьшается в 1000 ... 2000 раз (60 ... 66 дБ) по сравнению с максимальным. Это обстоятельство позволяет применять такой преобразователь в качестве единственного регулируемого цепью АРУ каскада в приемнике.

При подведении напряжения гетеродина к базе транзистора VT1 преобразователь по схеме на рис. 2.59 начинает обладать новым свойством – максимумом коэффициента передачи при преобразовании по второй гармонике частоты гетеродина. Хорошими характеристиками обладает такой преобразователь и в экономичном режиме при последовательном питании транзисторов преобразователя и гетеродина (рис. 2.60). Преобразователь не требует подбора режима смесителя по постоянному току, так как ток через транзисторы смесителя определяется режимом транзисторов гетеродина. По переменному току режим смесителя подстраивается подбором резистора R1. Резистор R2 предотвращает паразитную генерацию в гетеродине. Однако при таком способе питания напряжение питания гетеродина может изменяться при работе АРУ, что приведет к изменению его частоты, особенно при работе на КВ. Поэтому напряжение на эмиттерах транзисторов должно поддерживаться специальной цепью стабилизации режима с высокой точностью, несмотря на перераспределение токов коллекторов этих транзисторов при работе АРУ.

Высокое входное сопротивление, меньшая крутизна, а следовательно, и кривизна характеристики полевых транзисторов позволяют упростить коммутацию катушек входных контуров в многодиапазонных приемниках с преобразователем частоты, выполненным на полевом транзисторе (рис. 2.61). В смесителе можно применять транзисторы с p-n переходом типа КП302, 303, 307 и транзисторы с изолированным затвором КП305 (МОП-транзисторы).

В более простых приемниках можно собирать преобразователи частоты на полевых транзисторах, выполненные по совмещенным схемам. На рис. 2.62 приведена схема преобразователя на транзисторе с переходом и каналом типа n или на МОП-транзисторе с одним затвором. Затвор транзистора для упрощения коммутации подсоединен к входному контуру полностью, а цепь стока к контуру ПЧ – частично для обеспечения устойчивости коэффициента передачи, несмотря на относительно большую проходную емкость транзистора КП302Б. Последовательно с контуром ПЧ включена катушка связи с контуром гетеродина L3. Исток транзистора подключен к части катушки связи. Из-за меньшей, чем у биполярных транзисторов, крутизны характеристики коэффициенты включения цепей стока и истока полевого транзистора должны быть соответственно больше коэффициентов включения коллектора и эмиттера в $y^{0}_{21бт}/y^{0}_{21пт}$

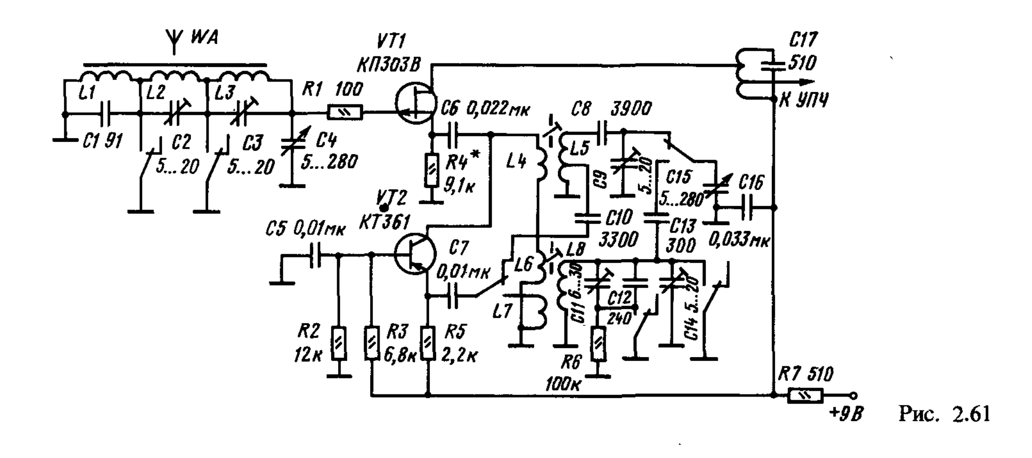


Рис. 2.61

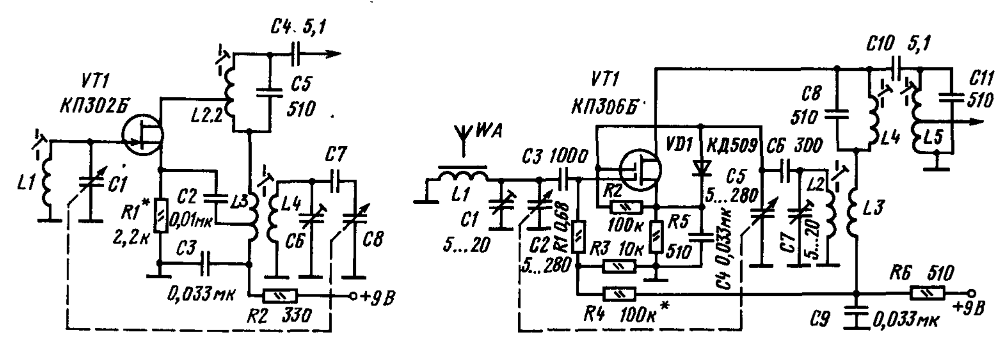


Рис. 2.62

Рис. 2.63

раз или в несколько раз должен быть увеличен ток стока полевого транзистора по сравнению с током коллектора биполярного транзистора, если позволяют требования к экономичности приемника.

На полевом транзисторе с двумя затворами может быть выполнен преобразователь с совмещенным гетеродином (рис. 2.63). В этом преобразователе входной контур включен в цепь первого затвора, а гетеродинный подключен ко второму затвору. Катушка ОС включена в цепь стока, но она может находиться и в цепи истока, как в предыдущем преобразователе. В зависимости от буквенного индекса примененного транзистора в преобразователе может отсутствовать резистор R4 или быть замкнутым резистор R5. Ими устанавливается оптимальный режим работы смесителя и гетеродина. В гетеродине для получения автоматического смещения на затвор служит диод VD1. Преобразователь хорошо работает до частот 15 ... 20 МГц, на более высоких частотах в диапазоне УКВ начинает сказываться взаимное влияние между входным и гетеродинным контурами из-за емкости монтажа и емкости между затворами транзистора. В этом диапазоне частот целесообразно применять отдельный гетеродин, с контуром которого соединяют второй затвор. Диод VD1 при этом следует исключить.

Нормальная работа преобразователей частоты, кроме выбора соответствующих режимов, зависит от схемы связи смесителя с гетеродином или от схемы включения входных и гетеродинных контуров в совмещенном преобразователе. Например, в преобразователе на рис. 2.59 выходиое сопротивление гетеродина должно быть на частоте сигнала относительно большим (50 ... 100 Ом), как в схеме на рис. 2.60. Подключение эмиттеров транзисторов VT1 и VT2 (рис. 2.59) к низкоомной катушке связи с контуром гетеродина зашунтировало бы входное сопротивление транзистора VT2 и резко уменьшило бы коэффициент преобразования смесителя. Увеличение сопротивления резистора R1 (рис. 2.60) до 510 ... 1000 Ом привело бы к неустойчивости усиления транзистора VT1, включенного по схеме с ОК, и к возможности возникновения паразитной генерации на частоте, определяемой параметрами входного контура.

Включение катушки связи с контуром гетеродина в эмиттерную цепь преобразователя (рис. 2.58) при близкой настройке входного и гетеродинного контуров, например в диапазоне КВ, может привести к уменьшению коэффициеита передачи смесителя из-за невозможности подвести напряжение гетеродина необходимой амплитуды к входу транзистора, т. е. к выводам базы и эмиттера. Такие явления исключены в смесителях, выполняемых по балансным схемам. Например, в преобразователе на рис. 2.54 обе части катушки связи с контуром ПЧ для токов гетеродина включены бифилярно и токи в них

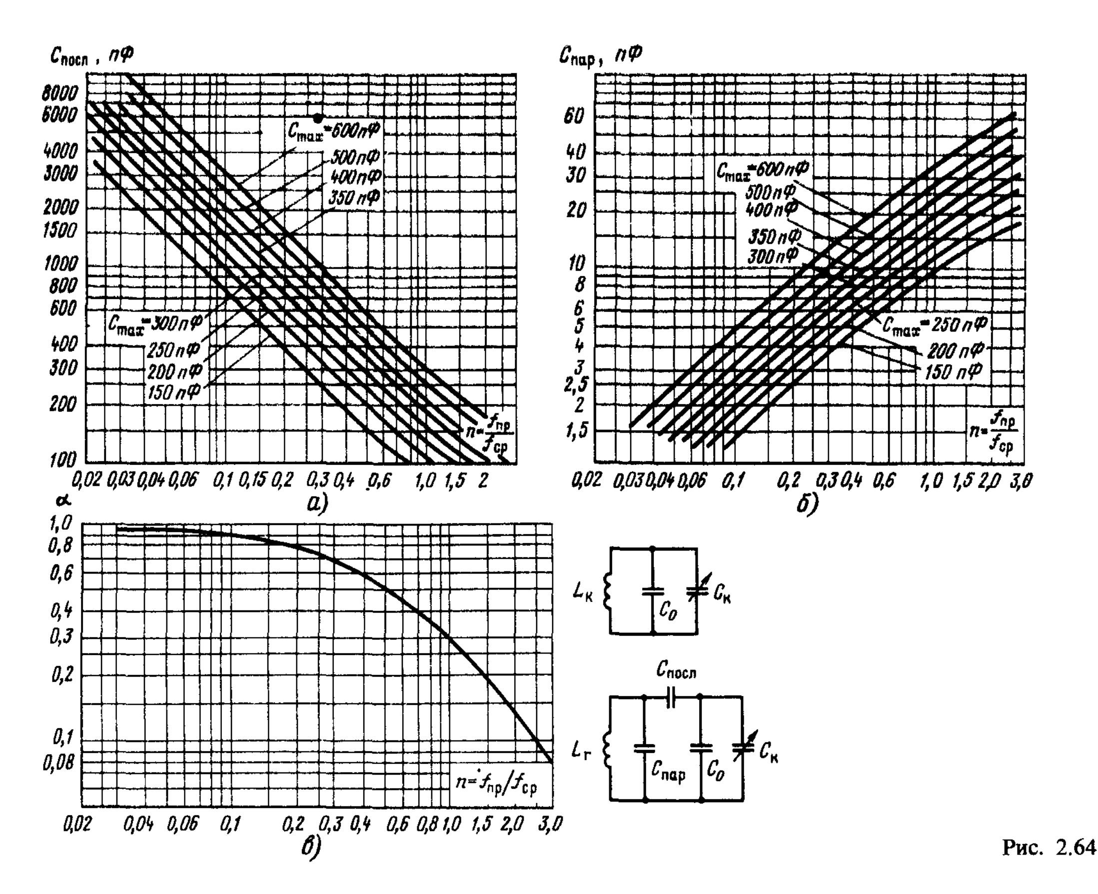


Рис. 2.64

взаимно компенсируются. Катушку связи в цепи токов гетеродина при этом из рассмотрения можно исключить. При близких значениях частот настройки входного и гетеродинного контуров наиболее простым решением является подведение напряжения сигнала и гетеродина в одну и ту же точку, как это делается, например, в преобразователях блоков УКВ. Из сказанного становится ясным, что входной и гетеродинный контуры в супергетеродинном приемнике должны быть по возможности наиболее точно настроены каждый на свою частоту. Это достигается соответствующим расчетом элементов контуров и предварительной регулировкой их, которая называется сопряжением настроек.

Для расчета сопряжения контуров в супергетеродинном приемнике сначала рассчитывают (см. § 2.1) элементы входных контуров каждого из диапазонов приемника, а затем емкости дополнительных конденсаторов и индуктивности контурных катушек гетеродина по следующей методике.

1. Вычисляют отношение $f_{пч}/f_{ср}$, где $f_{пч}$ - ПЧ; $f_{ср} = 0{,}5(f_{max} + f_{min})$; $f_{ср}$, f_{max} и f_{min} - средняя, максимальная и минимальная частоты диапазона. По графику на рис. 2.64,*а* определяют емкость последовательного конденсатора $C_{посл}$ контура гетеродина.

2. По графику на рис. 2.64,*б* находят емкость параллельного дополнительного конденсатора $C_{пар}$ в контуре гетеродина.

3. По графику на рис. 2.64,*в* определяют коэффициент α, выражающий отношение $L_{к.г} = \alpha L_{к.вх}$ ($L_{к.г}$ - индуктивность катушки гетеродина; $L_{к.вх}$ - индуктивность катушки входного контура).

Конструктивный расчет катушек контура гетеродина можно выполнить по графику на рис. 2.24.

Этот метод расчета обеспечивает сопряжение контуров только в трех точках каждого диапазона. В диапазоне УКВ, где перекрытие по частоте мало ($К_д < 1{,}2$), обычно применяется сопряжение в двух точках диапазона.

Частоты сопряжения определяются как

$$f_1 = (f_{max} + f_{min})/2 - (f_{max} - f_{min})/2\sqrt{2};$$

$$f_2 = (f_{max} + f_{min})/2 + (f_{max} - f_{min})/2\sqrt{2}.$$

Далее по известной индуктивности входного контура, рассчитанной ранее (см. § 2.1), определяют емкость конденсатора настройки в этих точках, применяя формулу (2.1):

$$C_1 = 25\,300/(f_1^2 L_{к.вх}) \text{ и } C_2 = 25\,330/(f_2^2 L_{к.вх}).$$

Емкость сопрягающего параллельного конденсатора

$$C_{пар} = (C_1 f_{1г}^2 - C_2 f_{2г}^2)/(f_{2г}^2 - f_{1г}^2),$$

где $f_{1г} = f_1 + f_{пч}$; $f_{2г} = f_2 + f_{пч}$.

Индуктивность контура гетеродина рассчитывается (см. § 2.2) с учетом подключения к ранее рассчитанной для входного контура емкости конденсатора настройки $C_{пар}$.

На частотах f_1 и f_2 при регулировке проводят сопряжение входных и гетеродинных контуров.

Сопряжение входных и гетеродинных контуров в двух точках диапазона специфично для блоков УКВ, которые представляют собой, как правило, УРЧ и преобразователь частоты, выполненные в виде конструктивно законченного блока. Такой принцип построения преобразователей частоты для диапазона УКВ диктуется главным образом необходимостью электромагнитной совместимости радиоприемников звукового вещания и другой бытовой радиоэлектронной аппаратуры (например, телевизоров). Помехи телевизионным приемникам от ПЗВ, работающих в диапазоне УКВ, при неправильном конструктивном выполнении блока УКВ могут достигать недопустимых пределов. Только в миниатюрных ПЗВ, конструкция которых не позволяет выделить преобразователь диапазона УКВ в самостоятельный блок или при применении общего преобразователя частоты для всех диапазонов частот приемника, блок УКВ может отсутствовать.

На рис. 2.65 приведена схема блока УКВ на кремниевых транзисторах.

На рис. 2.66 дана схема блока УКВ, выполненного на микросхеме 175УВ4. Настраиваемый секцией VD1.1 варикапной матрицы КВС111А входной контур L2 VD1.1 через делитель, состоящий из конденсатора СЧ и входной емкости транзистора апериодического УРЧ, размещенного в микросхеме, подключен к его входу. Совмещенный преобразователь-гетеродин выполнен на дифференциальной паре транзисторов этой же микросхемы. Контур ФПЧ L5 C9 включен в коллекторную цепь одного из транзисторов дифференциальной пары. В коллекторную цепь другого транзистора дифференциальной пары включен контур гетеродина L3 C3 VD1.2. Обратная связь в гетеродине осуществляется через конденсатор C6, включенный между коллектором одного и базой другого транзисто-

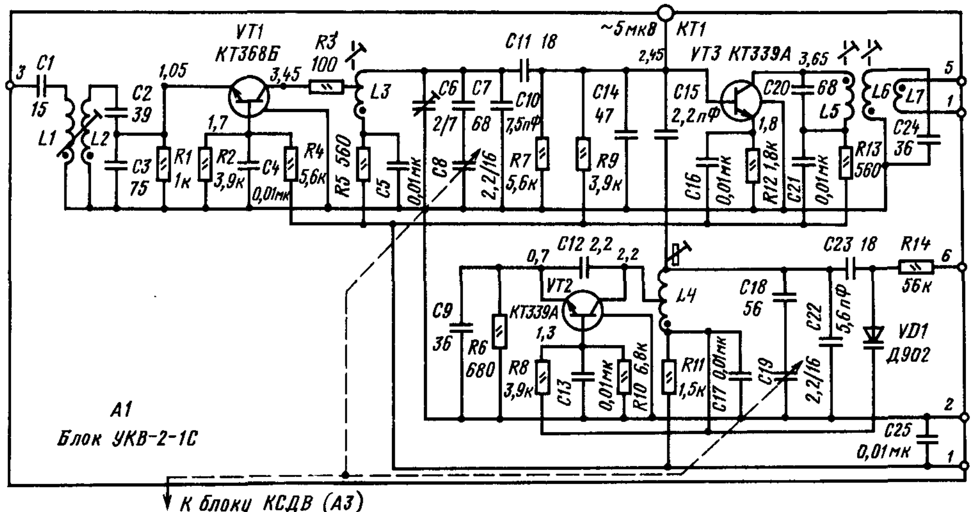


Рис. 2.65

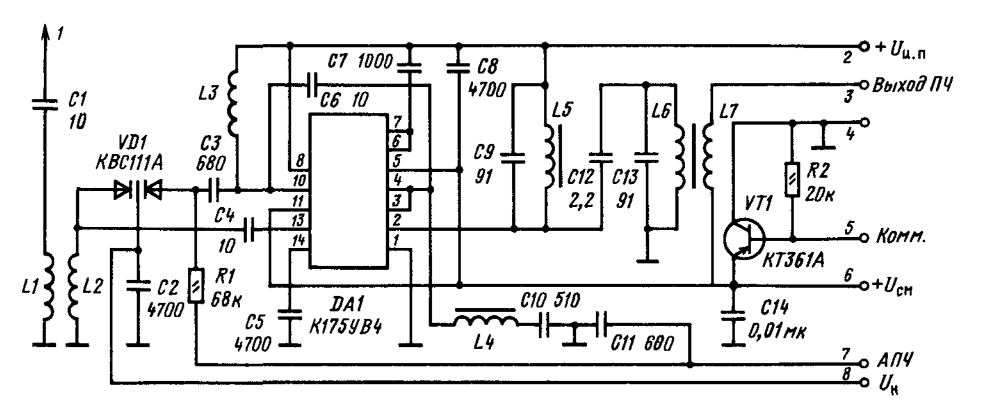


Рис. 2.66

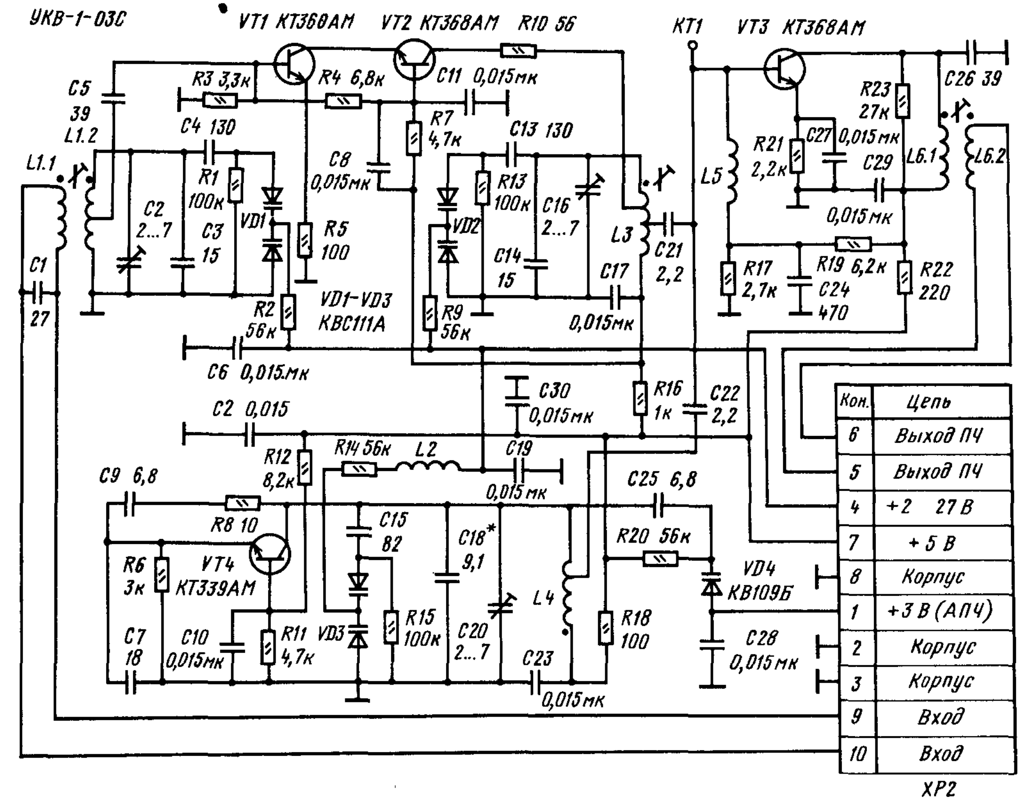


Рис. 2.67

ров дифференциальной пары. Контур L4 C10 настроен на ПЧ и не влияет на работу гетеродина; назначение его – повысить коэффициент передачи преобразователя частоты (как и в схеме на рис. 2.65,*а*). Напряжения настройки и АПЧ подводятся к обоим диодам варикапной матрицы. Транзистор VT1 служит для электронной коммутации диапазона УКВ.

В приемниках и тюнерах первой и высшей групп сложности, как правило, используются блоки УКВ с применением полевых транзисторов. Для повышения селективности в перестраиваемых контурах таких блоков УКВ применяются сдвоенные варикапные матрицы со встречным включением варикапов. Такое включение варикапов уменьшает эффект модуляции емкости сильными сигналами помех и, следовательно, интермодуляционные искажения при приеме.

На рис. 2.67 приведена схема блока УКВ-1-03С, применяемого в ПЗВ первой группы сложности. Он состоит из входной цепи (L1.1, L1.2, C1–C4, VD1); каскодного УРЧ на транзисторах VT1 и VT2, охваченного ООС по току с помощью резистора R5 в эмиттерной цепи VT1; смесителя VT3, включенного по схеме ОЭ, слабо связанного с выходным контуром УРЧ (L3, C14, C16, C13, VD2) через конденсатор C21 и с гетеродином через конденсатор C22; гетеродина на транзисторе VT4, который выполнен по емкостной трехточечной схеме с колебательным контуром L4, C18, C20, C15, VD3. Конденсатор C7 выравнивает напряжение гетеродина при перестройке в пределах диапазона частот (76,5 ... 83,7 МГц). Фильтр ПЧ (10,7 МГц) включен в коллекторную цепь транзистора VT3. Контуры входной цепи, УРЧ и гетеродина перестраиваются в пределах диапазона с помощью варикапных матриц VD1 – VD3 управляющим напряжением 2 ... 27 В. Автоподстройка частоты гетеродина обеспечивается включенным в контур гетеродина через конденсатор C25 варикапом VD4. Для выключения цепи АПЧ на анод варикапа необходимо подать стабилизированное напряжение 3 В. Напряжение питания блока УКВ 5 В также должно быть стабилизировано. Последовательный контур L5C24 настроен приблизительно на ПЧ. Вход и выход блока выполнены симметрично, что позволяет более гибко использовать его в различных конструкциях ПЗВ.

2.3. УПРАВЛЕНИЕ ФУНКЦИЯМИ ПЗВ

Регулировка громкости

В последние годы в относительно сложных ПЗВ применяют электронные регуляторы громкости. Целесообразно их использовать и

в качестве регуляторов громкости в ПЗВ более низких групп сложности и в радиолюбительских конструкциях.

Наиболее приемлемыми устройствами регулирования уровня являются аттенюаторы (делители напряжения) на оптронах с использованием фоторезисторов. Сопротивление фоторезистора, зависящее от освещенности, не зависит от подводимого напряжения переменного тока и поэтому не вносит искажений в ослабляемый сигнал. Кроме того, сопротивление некоторых фоторезисторов может изменяться в широких пределах, обеспечивая диапазон регулировки уровня сигнала 60 ... 80 дБ. Фоторезисторы практически не ухудшают отношение сигнал-шум. Простой регулятор громкости может быть выполнен на оптроне ОЭП-12 (рис. 2.68). Лампа накаливания оптронного регулятора на ОЭП-12 потребляет значительный ток, что ограничивает его применение в приемниках с автономным питанием.

Значительно экономичнее устройства регулировки уровня на основе транзисторных усилителей, работающих с перераспределением токов. На рис. 2.69 представлено такое устройство. Оно может быть выполнено как на дискретных малошумящих транзисторах, так и на микросхемах, имеющих аналогичную структуру, например 198УН1А. Коэффициент передачи изменяется от 5 до 0,0025 (66 дБ) при изменении смещения на базе правого транзистора от 1,5 до 1,3 В. Максимальное напряжение сигнала не должно превышать 0,25 В, при номинальном напряжении 100 мВ коэффициент гармоник не превышает 1 %, ток потребления не более 2 мА. Устройство, обладая коэффициентом усиления около 5, может одновременно служить предварительным УЗЧ.

Более высокими характеристиками обладает электронный регулятор громкости и баланса каналов в стереофонической аппаратуре на микросхеме DA1 К174УН12 (рис. 2.70). Оба канала управляются общими органами управления «Баланс» и «Громкость». Кроме них предусмотрен переключатель SA1, в первом положении которого частотная коррекция отключена, во втором включена стандартная тонкоррекция, а в третьем можно подбирать оптимальную для конкретного помещения и акустических систем тонкоррекцию. Диапазон регулировки громкости более 77 дБ, диапазон регулировки баланса каналов более 6 дБ, отношение сигнал-шум при входном напряжении 100 мВ более 52 дБ, коэффициент передачи около 20 дБ, при коэффициенте гармоник не более 0,5 % ток потребления

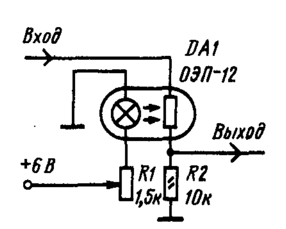


Рис. 2.68

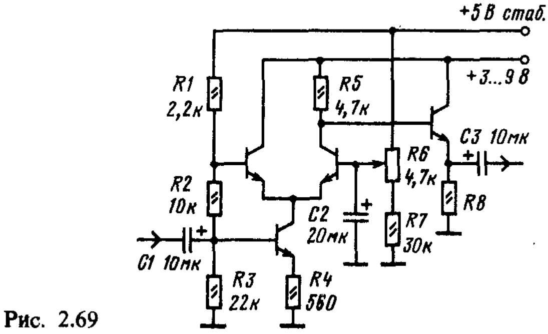


Рис. 2.69

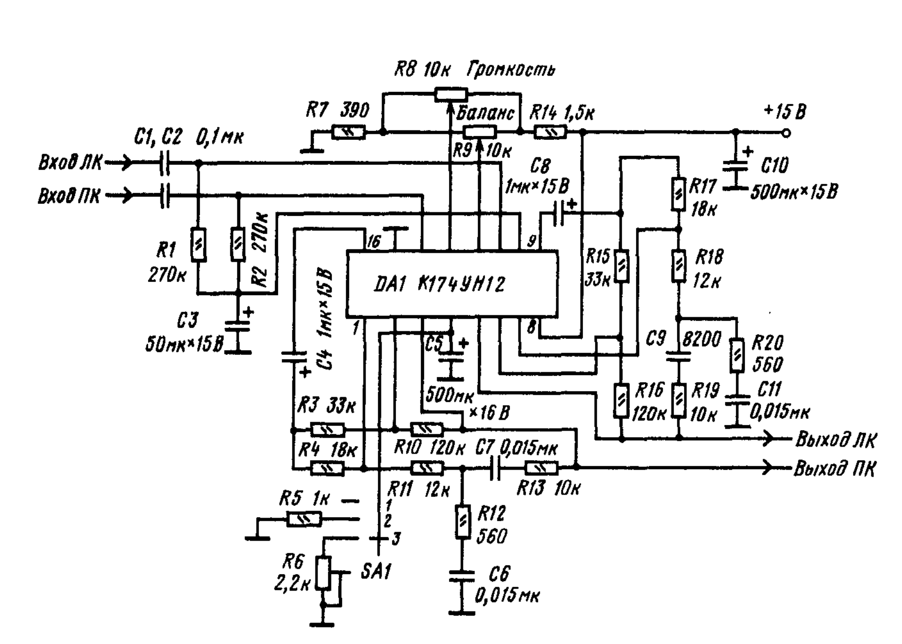


Рис. 2.70

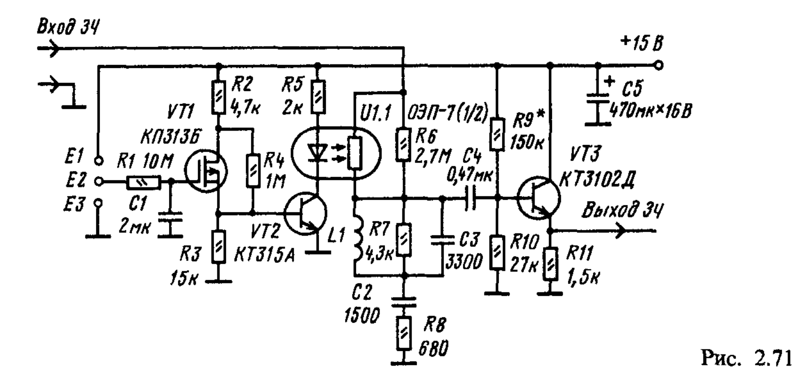


Рис. 2.71

около 40 мА. Значительное потребление и довольно высокое напряжение питания ограничивают область применения К174УН12 приемниками с питанием от сети переменного тока. Так как зависимость коэффициента передачи DA1 от управляющего напряжения имеет показательный характер, то для регулировки громкости применяют потенциометры с линейной зависимостью сопротивления от угла поворота оси. Это же обстоятельство позволяет использовать для регулировки электронные устройства с линейным изменением напряжения на выходе, например генератор линейно падающего напряжения с возможностью остановки в любой точке характеристики или статический счетчик импульсов с резисторной матрицей. Оба устройства позволяют автоматизировать процесс установки громкости с помощью пультов дистанционного управления.

На рис. 2.71 приведена схема регулятора громкости с сенсорным управлением. Конденсатор C1 с тефлоновым или стирофлексным диэлектриком играет роль ячейки памяти. Изменение напряжения на нем за счет проводимости кожи пальцев оператора приводит к изменению яркости свечения светодиода VD1 и в результате к изменению сопротивления фоторезистора R6 и уровня сигнала на входе транзистора VT3. Резистор R7 определяет начальный уровень громкости. Цепь R8, L1, C3, C2, R9 определяет частотную компенсацию при изменении уровня громкости.

Применение электронных цепей регулировки громкости требует на выходе детекторов ПЗВ постоянного уровня сигнала во избежание перегрузки. Этим целям в приемниках сигналов с AM служит цепь автоматической регулировки усиления (АРУ).

Цепи АРУ

В цепь АРУ (рис. 2.72) входят тракт усиления РЧ, состоящий из каскадов усиления с изменяемым коэффициентом усиления 1, детектор (компаратор) уровня несущей частоты сигнала 2, ФЗЧ 3, исключающей попадание напряжения звуковых частот на регулируемые каскады, и часто дополнительный усилитель 4, включаемый перед детектором (УРЧ) или после него (УПТ). При применении детектора-компаратора в цепь АРУ входит источник опорного напряжения 5.

По регулировочным характеристикам цепи АРУ разделяются на простые (1), усиленные (2), задержанные (3) и комбинированные (4) (рис. 2.73).

Простая цепь АРУ применяется только в приемниках групп сложности 3–4, она обеспечивает изменение уровня сигнала на выходе тракта РЧ в пределах 6 дБ при изменении уровня сигнала на входе не более 26 дБ. В такой цепи АРУ обычно не используется дополнительный усилитель и нет специального детектора АРУ. Для уменьшения влияния АРУ на коэффициент нелинейных искажений общего детекторного каскада в некоторых ПЗВ применяется регулировка рабочей точки детектора (см. рис. 2.44). Управляющее напряжение через RC ФЗЧ в супергетеродинном приемнике с такой цепью АРУ подводится обычно к базе транзистора первого каскада УПЧ или к УРЧ в приемнике прямого усиления (рис. 2.74).

В приемниках более высокого качества, как правило, применяются комбинированные цепи АРУ с задержкой уровня срабатывания и усиле-

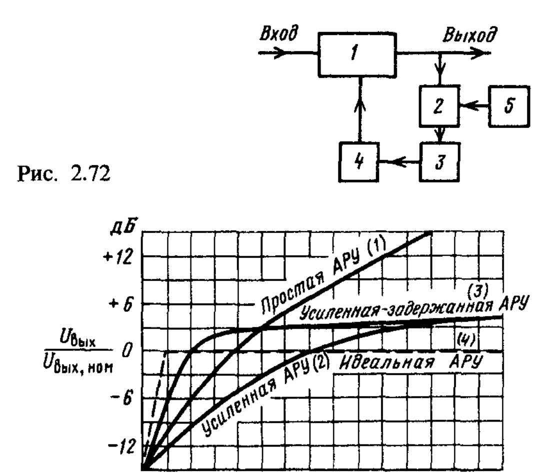


Рис. 2.72

Рис. 2.73

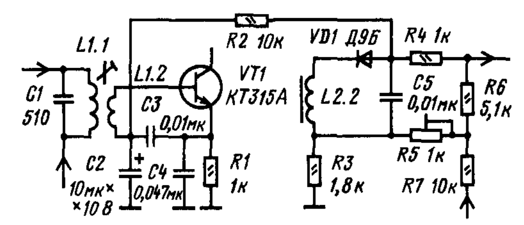


Рис. 2.74

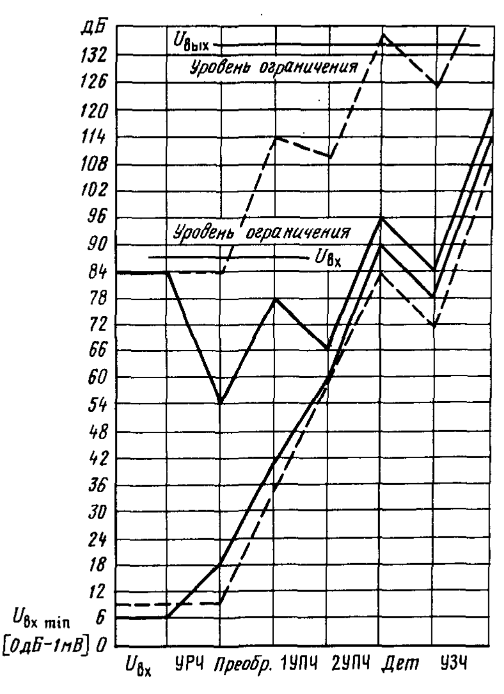


Рис. 2.75

нием управляющего напряжения. Регулировкой могут быть охвачены каскады УРЧ, преобразователя частот, первые каскады УПЧ, где уровни усиливаемых сигналов относительно невелики и не могут быть искажены из-за изменения режимов транзисторов, применяемых в этих каскадах при регулировке усиления. Однако регулировка усиления в каждом из перечисленных каскадов должна осуществляться так, чтобы не было перегрузки последующих каскадов РЧ сигналом и чтобы по мере его увеличения отношение сигнал-шум увеличивалось. Это возможно только при правильно рассчитанной и отрегулированной цепи АРУ. Если крутизна регулирования в УРЧ будет больше крутизны регулирования в УПЧ, то наряду с сигналом будут усиливаться шумы частотно-преобразовательного каскада. При большей крутизне регулирования в УПЧ возможно ограничение сигнала в УРЧ, как это показано на рис. 2.75. Только правильное распределение усиления по радиотракту при необходимой зависимости усиления каждого из охваченных АРУ каскадов от уровня принимаемого сигнала обеспечивает высокое качество ПЗВ. Наиболее простой из комбинированных цепей АРУ, получивших широкое распространение в отечественных («Сокол-308») и зарубежных ПЗВ, является АРУ по схеме на рис. 2.76.

С выхода общего детектора на диоде VD4 через ФЗЧ (R9C7) управляющее напряжение постоянного тока в положительной полярности подводится к диоду VD2, осуществляющему задержку АРУ, а затем к базе транзистора VT2 регулируемого каскада УПЧ. Этот транзистор кроме выполнения своей основной функции – усиления сигнала ПЧ усиливает управляющее напряжение так, что падение напряжения на резисторе R7 уменьшается и ранее закрытый диод VD1, включенный по переменному току параллельно ФПЧ в коллекторной цепи транзистора VT1 частотно-преобразовательного каскада, начинает проводить ток. При этом его динамическое сопротивление от 300 ... 500 кОм в закрытом состоянии уменьшается до 0,5 ... 1,5 кОм в

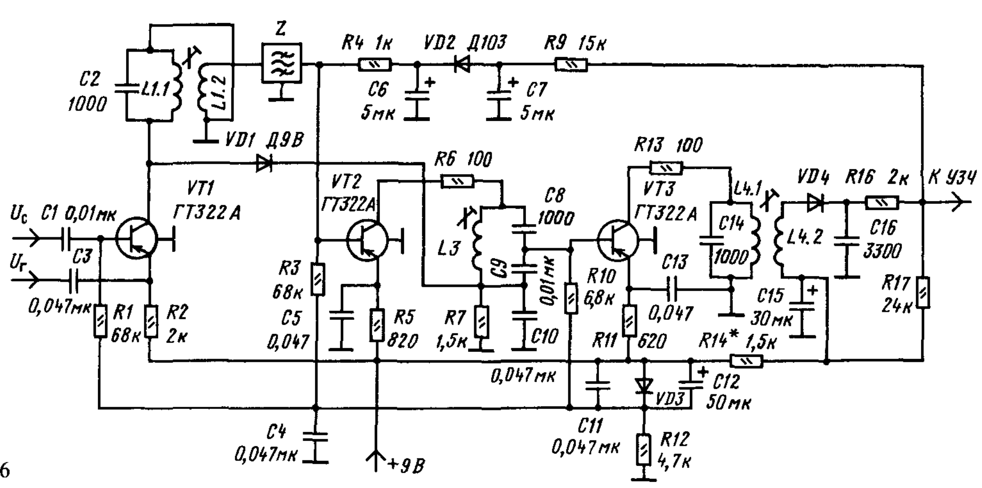


Рис. 2.76

открытом, уменьшается резонансное сопротивление ФПЧ L1C2 и, следовательно, усиление частотно-преобразовательного каскада, предотвращая ограничение РЧ сигнала в нем. Эффективность АРУ достигает 40 дБ.

Хорошими регулировочными характеристиками обладает каскад УРЧ, УПЧ или преобразователь частоты, выполненный на двух транзисторах по схеме ОК–ОБ (рис. 2.77). Дифференциальное включение транзисторов VT1 и VT2 по постоянному току обеспечивает эффективное регулирование. Для полного закрывания транзистора VT2 достаточно обеспечить разность напряжений между базами транзисторов в 200 мВ. Малая проходная емкость транзистора VT2, включенного по схеме ОБ, позволяет изменять коэффициент передачи сигнала до 60 ... 70 дБ на ПЧ и до 30 ... 40 дБ в зависимости от частоты в УРЧ. Такой каскад содержит мало деталей, не требует блокировочного конденсатора большой емкости в цепи эмиттера и поэтому распространен в качестве основного элемента микросхем (174ХА10, 174ХА2 и др.).

В микросхеме 174ХА10 эффективность действия описанных дифференциальных пар достигает 80 дБ. В ней с помощью дополнительного УПТ регулируются пять каскадов УПЧ и УРЧ вместе со смесителями и гетеродином. Это приводит к изменению частоты гетеродина, которое практически незаметно в диапазонах СВ и ДВ, но существенно в диапазоне КВ. По этой причине 174ХА10 непригодна для ПЗВ с диапазоном КВ.

Другим эффективным способом регулировки усиления является применение управляемых током или напряжением делителей напряжения на нелинейных или линейных элементах.

Примером использования диодного делителя напряжения может служить цепь АРУ в УРЧ приемника «Виктория-Стерео-001» (рис. 2.78). В режиме максимального усиления диод VD1 закрыт, а диод VD2 открыт. Незначительное динамическое сопротивление диода VD2 в цепи эмиттера транзистора VT1 создает неглубокую ООС по току. С увеличением напряжения АРУ диод VD1 открывается и шунтирует катушку связи с входным контуром, уменьшая его добротность и, следовательно, уровень входного сигнала. Одновременно возрастает динамическое сопротивление диода VD2 и глубина ООС в УРЧ, что позволяет осуществлять неискаженное усиление возросшего напряжения сигнала при существенно уменьшенном коэффициенте передачи.

Другим примером примененя для управляемых делителей напряжения может служить УРЧ микросхемы 174ХА2 (рис. 2.79). Здесь диоды VD2 и VD5 включены как элементы связи между транзисторами УРЧ VT2 и VT5 и при отсутствии управляющего напряжения на входе УПТ на транзисторах VT1, VT3 и VT4 смещены в прямом направлении. Наоборот, диоды VD1 н VD4 закрыты и не шунтируют резисторы нагрузки R2 и R8. В таком режиме усиление УРЧ максимально. При подведении к базе транзистора VT1 напряжения АРУ положительной полярности относительно общего вывода транзистор VT1 начинает закрываться, напряжение на его эмиттере растет и открывает транзистор VT3. Напряжение на его коллекторе падает и начинают закрываться диоды VD2 и VD5. Динамическое сопротивление их увеличивается и уменьшается коэффициент передачи между эмиттером VT2 и эмиттером VT5. Одновременно открываются транзистор VT4 и диоды VD1, VD3 и VD4, которые шунтируют выход УРЧ, дополнительно уменьшая коэффициент усиления. Глубина регулирования получается большой даже на высоких частотах диапазона КВ (около 40 дБ). Благодаря действию ООС в эмиттере VT2 и линеаризирую-

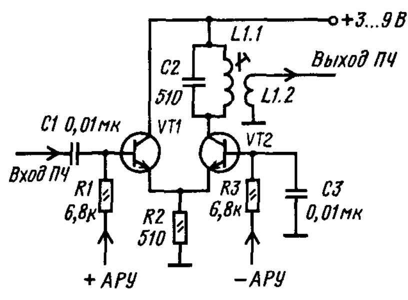


Рис. 2.77

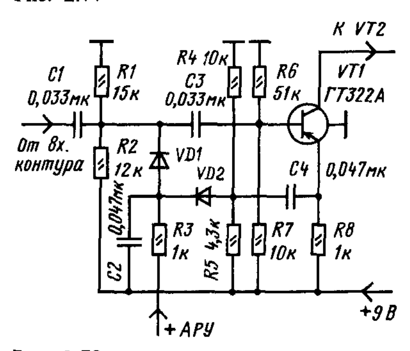


Рис. 2.78

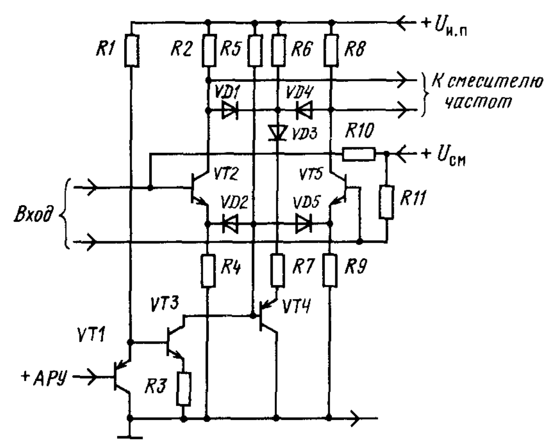


Рис. 2.79

щему действию нелинейной нагрузки (VD1 и VD4) диапазон входных напряжений получается большим: при подаче на вход УРЧ сигнала 0,5 В (против допустимых для транзистора 25 мВ) при глубине модуляции 80 % коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала не превышает 10 %. Наилучший эффект АРУ при применении микросхемы 174ХА2 достигается при двухкольцевой цепи АРУ, в которой напряжения на входы УПТ, УРЧ и УПЧ подаются от разных детекторов.

Напряжение на вход детектора АРУ первого кольца снимается с выхода смесителя частот, и регулирование УРЧ начинается при $U_{вх} \geq 500$ мкВ. Напряжение регулирования УПЧ получают с общего для выходного сигнала и цепей АРУ детектора. В УРЧ используется аналогичная УРЧ схема регулирования усиления, но диоды, шунтирующие нагрузку каждого каскада УПЧ, отсутствуют. Глубина регулирования получается большой благодаря тому, что регулированием охвачены три из четырех каскада УПЧ.

Двухкольцевые цепи АРУ при малых уровнях сигнала позволяют реализовать максимальное отношение сигнал-шум и предотвращают перегрузку радиотракта при больших уровнях входного сигнала. Любой сигнал, частота которого попадает в полосу пропускания УРЧ и ФПЧ, с которого снимается напряжение ко входу детектора АРУ первого кольца, ослабляется до уровня, допустимого для нормальной работы последующих каскадов. При этом ослабляется и полезный принимаемый сигнал, поэтому порог срабатывания в первом кольце АРУ должен быть тщательно отрегулирован так, чтобы АРУ срабатывала только при уровнях сигнала, приводящих без АРУ к перегрузке, а в УРЧ должны быть применены активные элементы, неискаженно усиливающие этот сигнал.

Такими свойствами обладает, например, оптрон на основе фоторезистора. Сопротивление фоторезистора не зависит от уровня подводимого к нему напряжения и изменяется только под воздействием светового потока. На рис. 2.80 приведена схема управляемого делителя на оптроне. Фоторезистор, нормально освещенный светодиодом, представляет собой малое сопротивление в цепи сигнала, снимаемого с катушки связи с входным контуром. При срабатывании детектора-компаратора первого кольца АРУ ток через светодиод уменьшается и сопротивление фоторезистора увеличивается, уменьшая уровень сигнала на входе УРЧ.

Простой детектор-компаратор может быть выполнен на операционном усилителе К14ОУД5А (рис. 2.81). Такой детектор обладает высокой чувствительностью: для получения полного выходного напряжения противоположного знака достаточно ко входу подвести напряжение 5 ... 7 мВ, что позволяет устанавливать порог срабатывания, например, 100 мВ с погрешностью менее 10 %. Для получения на выходе сигнала с обратной зависимостью от входного напряжения выводы 8 и 11 микросхемы DA 1 следует поменять местами. Такой детектор-компаратор хорошо сочетается с двухзатворными полевыми транзисторами и может быть использован для создания АРУ в блоке УКВ с УРЧ на полевом транзисторе КП306В (см. рис. 2.63). Он может также использоваться в качестве детектора АРУ для второго кольца, охватывающего УПЧ. Его достоинством является высокая точность установки и поддержания на выходе радиотракта заданного уровня ЗЧ. При применении двухзатворных полевых транзисторов с регулированием по второму затвору транзистор VT1 в схеме на рис. 2.81 не нужен, выходное напряжение снимается непосредственно с выхода DA1. Детектор-компаратор работоспособен в широком интервале частот вплоть до УКВ. При использовании детектора-компаратора с микросхемой 174ХА2 на выходе ОУ DA1 следует включить делитель напряжения из R4 и дополнительного резистора с сопротивлением 1 ... 2 кОм. Питание DA1 в этом случае необходимо осуществлять от источника положительной полярности.

Регулировка полосы пропускания

Регулировку полосы пропускания применяют в приемниках высшей и первой групп сложности для улучшения отношения сигнал-помеха в сложных условиях приема. Исключая сложные в механическом исполнении варианты изменения связи между контурами фильтров ПЧ, остановимся на широко распространенных способах изменения полосы с применением варикапов и коммутации фильтров ПЧ.

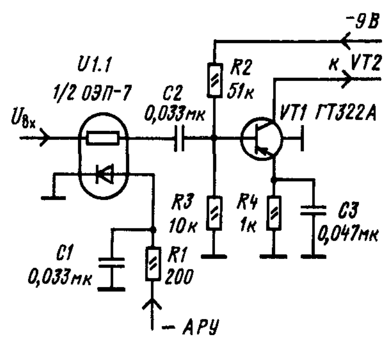


Рис. 2.80

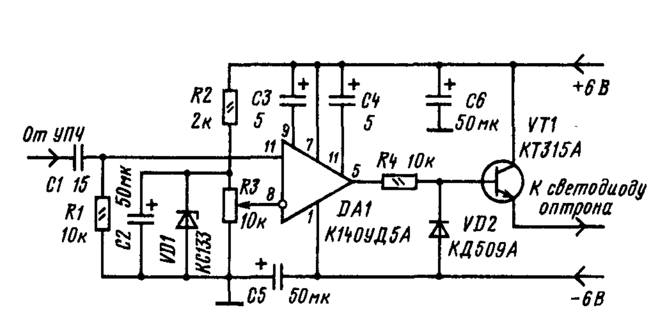


Рис. 2.81

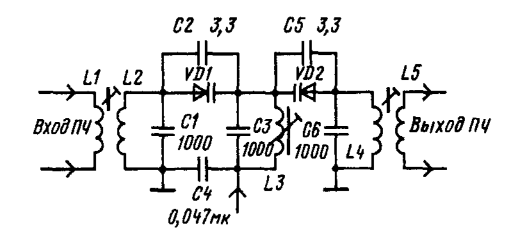


Рис. 2.82

Рис. 2.83

На рис. 2.82 представлен полосовой трехконтурный фильтр с регулируемой связью между контурами. Связь изменяется с помощью напряжения настройки, подводимого к варикапам VD1 и VD2. В более сложных случаях параллельно конденсаторам C1, C3, C6 включают варикапы, компенсирующие уход средней частоты настройки фильтра при изменении емкости варикапов связи.

В высококачественных приемниках в тракте УПЧ применяют два и более пьезоэлектрических фильтров ПЧ с различными полосами пропускания (рис. 2.83). Ширина полосы изменяется при этом ступенчато со значениями 6, 9 и 12 кГц.

Некоторое улучшение отношения сигнал-помеха или сигнал-шум в сложных условиях приема дает сужение полосы пропускания УЗЧ. В этом случае на выходе детектора включают LC фильтр или активный RC фильтр с частотой среза 5 или даже 3 кГц. Используют регулятор тембра ВЧ или многополосный регулятор тембра-эквалайзер. Схема активного фильтра с частотой среза 5 кГц, примененного в тюнере SR2410 фирмы RFT (ГДР), приведена на рис. 2.84.

Наряду с ручной регулировкой полосы пропускания применяется и автоматическая регулировка полосы пропускания как в УПЧ, так и в УЗЧ. Пример схемы автоматической регулировки полосы пропускания в УПЧ представлен на рис. 2.76. При уровне сигнала на входе, обеспечивающем высокое качество воспроизведения, диод VD1 шунтирует контур L1C2, расширяя его полосу пропускания. В УПЧ это не приводит к заметному расширению полосы пропускания, так как она в основном определяется пьезофильтром Z. Но в более простых приемниках с тремя-четырьмя контурами ПЧ влияние такого диода имеет большое значение. Можно применять несколько шунтирующих диодов, управляемых аналогичным способом.

Приведенный на рис. 2.82 ФПЧ с изменяемой напряжением полосой пропускания также позволяет применить автоматическую регулировку полосы пропускания, подав в качестве управляющего напряжение АРУ так, чтобы при возрастании уровня входного сигнала с некоторого его значения полоса пропускания ФПЧ расширялась.

Хорошие результаты могут быть получены при применении динамического фильтра, аналогичного применяемым в магнитофонах, перед УЗЧ. Динамический фильтр ФЗЧ с перестраиваемой частотой среза адаптируется к составу сигнала ЗЧ. Если в сигнале не содержатся ВЧ составляющие, частота среза ФЗЧ понижается до 1,5 ... 1 кГц, если содержатся – расширяется до своего максимального значения 20 ... 50 кГц. Если такой фильтр регулировать напряжением АРУ, то полоса пропускания будет расширяться с ростом сигнала, обеспечивая высококачественное воспроизведение широкополосного сигнала при большом его уровне. Уменьшая уровень шумов при малом уровне сигнала, динамический фильтр повышает чувствительность приемника при заданном соотношении сигнал-шум.

На рис. 2.85 представлена схема динамичес-

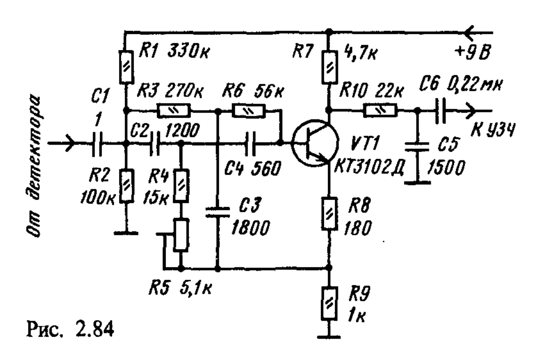


Рис. 2.84

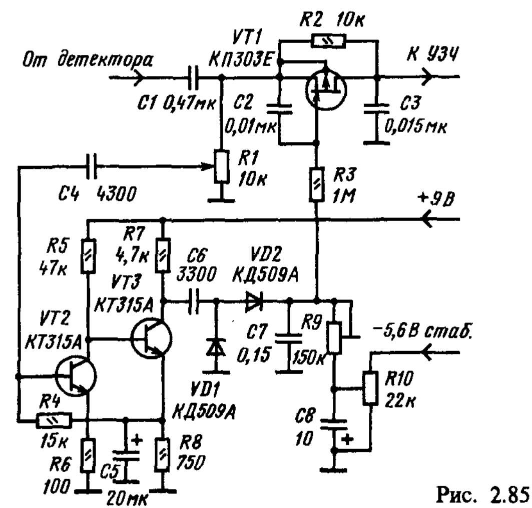


Рис. 2.85

кого фильтра с устройством управления, обеспечивающим его работу в магнитофоне или в приемнике при уровне шума, не превышающем – 26 дБ. При использовании его для повышения реальной чувствительности приемника в ущерб качеству воспроизведения на пороге чувствительности управляющее напряжение на входе транзистора VT1 целесообразно снимать с делителя напряжения (установочного потенциометра), подключенного к выходу ОУ детектора-компаратора (DA1 на рис. 2.81). Для повышения эффективности динамического фильтра за счет крутизны среза следует применить два одинаковых звена ФЗЧ.

Управление настройкой ПЗВ

Ручная плавная настройка ПЗВ на радиостанции осуществляется изменением емкости блоков конденсаторов переменной емкости (КПЕ) или блоков катушек переменной индуктивности (КПИ), входящих в соответствующие контуры приемника. Ручная плавная настройка осуществляется также с помощью переменных резисторов настройки со специальным законом изменения сопротивления от угла поворота оси при настройке соответствующих контуров ПЗВ варикапами. Ручная дискретная настройка на конкретные радиостанции (фиксированная настройка ФН) осуществляется переключателями (механическими или электронными, сенсорными), непосредственно переключающими фиксированные значения L или C контуров, или потенциометрами при электронной настройке варикапами.

К ручной настройке следует отнести также плавную и фиксированную цифровую настройку, при которой с помощью цифровых устройств изменяется частота настройки ПЗВ или запоминаются цифровые коды, соответствующие настройкам на конкретные радиостанции.

При плавной ручной, дискретной ручной или цифровой ручной настройке применяется АПЧ, исключающая возможную неточность настройки, проявляющуюся в течение времени из-за старения элементов контуров или их температурной нестабильности. Наибольшее распространение АПЧ получила в приемниках диапазона УКВ, где нестабильность настройки проявляется в наибольшей степени и где имеется частотный детектор, на выходе которого кроме напряжения ЗЧ при неточной настройке на несущую частоту радиостанции появляется постоянное напряжение, соответствующее расстройке по значению и по знаку. Это напряжение используется в качестве управляющего для воздействия на частоту гетеродина приемника посредством управляемого напряжением реактивного элемента контура. В качестве такого элемента обычно применяется варикап, входящий в контур в качестве элемента настройки, или дополнительный варикап, используемый специально для целей подстройки частоты. Управляющее напряжение и напряжение ЗЧ разделяются обычно ФЗЧ из элементов RC. Постоянная времени ФЗЧ должна быть не менее 0,05 ... 0,1 во избежание уменьшения уровня низкочастотных составляющих в спектре ЗЧ из-за ООС по частоте при демодуляции ЧМ сигналов. Элементы цепей АПЧ приведены на рис. 2.48–2.52, детекторы ЧМ на рис. 2.65–2.67 (блоки УКВ с АПЧ).

В последнее время в приемниках высоких групп сложности АПЧ применяется и в диапазонах ДВ, СВ и КВ при приеме сигналов с АМ. В этом случае в ПЗВ входит дополнительный частотный детектор, работающий на ПЧ 465 кГц и применяемый только для АПЧ. Пример такого детектора с дополнительным УПЧ (применен в приемнике «Салют-001») приведен на рис. 2.86. Дополнительный усилитель на VT1 применяется также для получения усиленной АРУ. В цепи АРУ используются транзисторы VT2 – детектор АРУ и VT3 – УПТ. Частотный детектор АПЧ выполнен на диодах VD1 и VD2 с фазовращателем C6L1.2L2C7. Постоянная времени ФЗЧ R11C15 составляет 0,75 с.

Управляющее напряжение АПЧ во многих случаях подводится только к управляющему элементу в контуре гетеродина, что допустимо в случаях, когда полоса пропускания преселектора

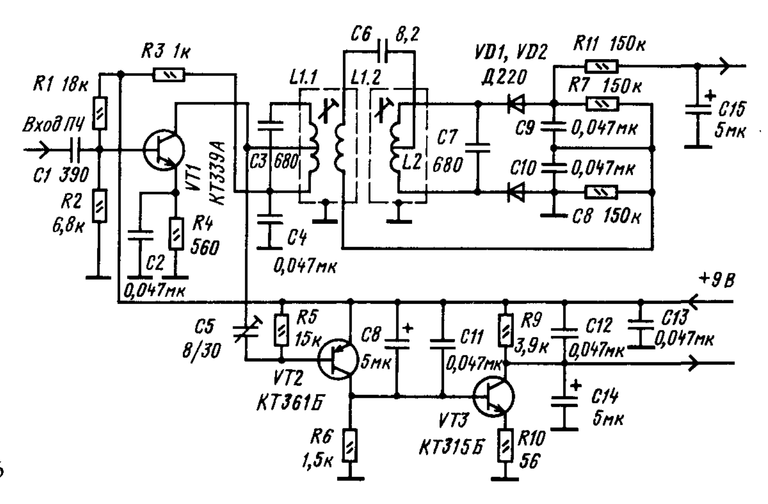


Рис. 2.86

достаточно широкая и он не ослабляет сигнал при крайних значениях частоты гетеродина, получаемых за счет воздействия АПЧ на управляющий элемент. При узкополосном преселекторе управляющее напряжение необходимо подводить ко всем перестраиваемым контурам (рис. 2.66).

Кроме цепей АПЧ в современных ПЗВ, особенно часто в автомобильных, используется автоматическая настройка (АН) на принимаемые радиостанции. Наиболее просто АН может быть осуществлена в приемниках с электронной аналоговой или цифровой настройкой. В первом случае необходимо ввести в приемник генератор поиска. На рис. 2.87 приведена схема генератора поиска с ручным управлением. Нажатием кнопок SB1 или SB2 заряжают или разряжают конденсатор C1. При этом возрастает или уменьшается напряжение настройки $U_н$ на выходе генератора, которым приемник перестраивается в пределах выбранного диапазона. После настройки на радиостанцию на выходе детектора ЧМ появляется управляющее напряжение АПЧ, переводящее интегратор на транзисторе VT1 в режим слежения, и дальнейший поиск прекращается. При выключении работающей радиостанции приемник самостоятельно настраивается на следующую, расположенную выше по шкале частот. Микроамперметр PA является шкалой настройки ПЗВ. После настройки на максимальную частоту диапазона генератор поиска прекращает свою работу и требует вмешательства оператора для перестройки на следующую радиостанцию, расположенную ниже по частотной шкале, или на самую низкую частоту диапазона нажатием кнопки SB2.

На рис. 2.88 представлена схема генератора поиска, обеспечивающая автоматический возврат настройки ПЗВ на нижнюю граничную частоту диапазона. Вмешательство оператора в процесс настройки осуществляется нажатием кнопки, которая, замыкая цепь АПЧ, заставляет генератор осуществлять дальнейший поиск радиостанций. Здесь, как и в предыдущей схеме, в разрыв цепи питания 30 В может быть включен микроамперметр на 500 мкА в качестве индикатора частоты настройки ПЗВ.

В последнее время широкое распространение получили цифровые генераторы поиска, вырабатывающие ступенчатое напряжение настройки с шагом, гарантирующим точную настройку на каждую радиостанцию в диапазонах частот, принимаемых приемником. Функциональная схема одного из таких устройств приведена на рис. 2.89. Счетчик импульсов на экономичных триггерах серии 176 заполняется импульсами от вспомогательного генератора частотой 1 ...10 Гц. Выходные напряжения складываются на резистивной матрице и создают ступенчато изменяющееся напряжение сравнительно небольшого уровня, которое усиливается до необходимого для настройки значения масштабным усилителем на основе ОУ, охваченного отрицательной ОС по постоянному току. Кнопками SB2 и SB3 осуществляется поиск радиостанций в ручном (SB2) или автоматическом (SB3) режиме настройки. Кнопкой SB1 устройство переводится в начальное состояние («Сброс»). Наличие масштабного усилителя, питаемого от источника напряжения настройки, обычно получаемого от преобразователя напряжения, позволяет питать остальные элементы устройства от первичного источника напряжения питания приемника через стабилизатор, исключающий влияние на настройку снижения напряжения батарей в процессе их использования, не снижая КПД высоковольтного преобразователя.

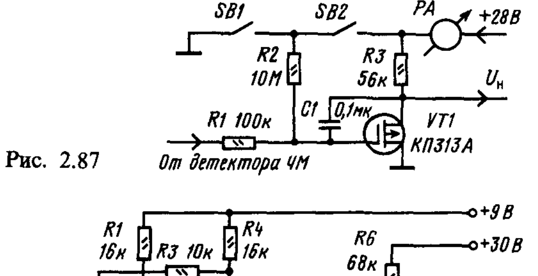


Рис. 2.87

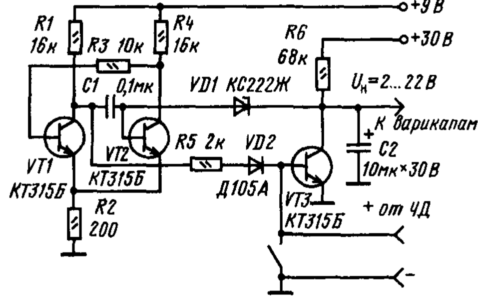


Рис. 2.88

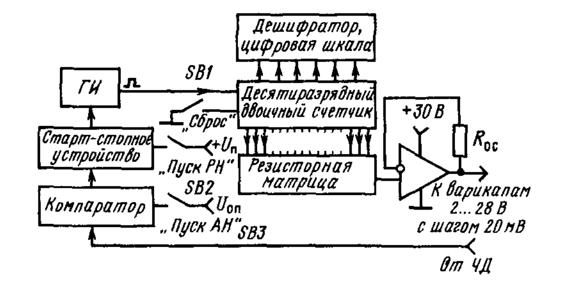


Рис. 2.89

Существенный недостаток устройств АН описанных типов – сравнительно низкая точность гарантируемой настройки на заданную частоту. Даже получение гарантируемой точности установки заданной ступеньки напряжения в цифровом генераторе поиска не гарантирует точную настройку приемника на частоту радиостанции при использовании фиксированной настройки в приемнике. Предлагаемые устройства, например, не могут быть использованы в диапазоне КВ, где плотность настройки велика, а точность настройки мала. Автоматическая подстройка частоты может «захватить» соседнюю с желаемой радиостанцию, особенно если уровень ее сигнала больше. Гарантированную настройку в

этом случае может обеспечить только приемник с гетеродином на основе синтезатора частот с кварцевой стабилизацией опорной частоты. Напротив, в диапазоне УКВ в случае, если плотность настройки мала, АПЧ с генератором поиска в небольших пределах может гарантировать достаточно точную настройку на радиостанцию и при относительно невысокой стабильности частоты гетеродина. Во избежание получения излишне большой полосы захвата цепи АПЧ на нижнем конце диапазона частот выходное напряжение частотного детектора следует подключать последовательно с напряжением питания потенциометров настройки или питать их через усилитель АПЧ так, как это показано на рис. 2.90. Включение потенциометров настройки в две параллельные группы позволяет избежать «мертвых» точек в настройке на радиостанции. Переключение фиксированных настроек можно осуществлять сенсорными и квазисенсорными переключателями, которые, хотя и усложняют изготовление приемников, значительно повышают надежность переключения, особенно в процессе многолетней эксплуатации ПЗВ. Это объясняется в первую очередь нетребовательностью электронных переключателей к значению контактных сопротивлений пусковых кнопок или к поверхностному сопротивлению кожи пальцев оператора, а также наличием индикатора включения сенсора в желаемое положение.

На рис. 2.91 приведена схема двух ячеек (первой А1 и последней Аn) квазисенсорного переключателя. Каждая ячейка состоит из триггера на транзисторах разной проводимости; наличие связи между эмиттерами первых транзисторов ячеек превращает квазисенсорный переключатель, состоящий из n-ячеек, в n-фазный триггер. Включение любой из ячеек в рабочее состояние выключает из него все остальные ячейки и, кроме того, благодаря наличию последовательных связей между ячейками через конденсаторы С3 обеспечивает поочередное последовательное включение ячеек при подведении к входу дистанционного управления X1 положительных импульсов. В первой ячейке отсутствует конденсатор AnC2, так как первая ячейка связана с последней через конденсатор Сn1 и резистор Rn.1, исключающие самовозбуждение многофазного триггера. В последней ячейке Аn нет цепи C1.1, R1.1, осуществляющей режим «предпочтения» включения первой ячейки при включении питания приемника. Ждущий мультивибратор

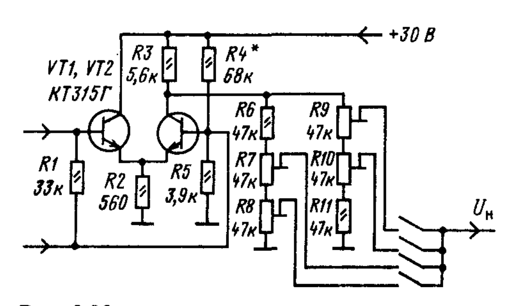


Рис. 2.90

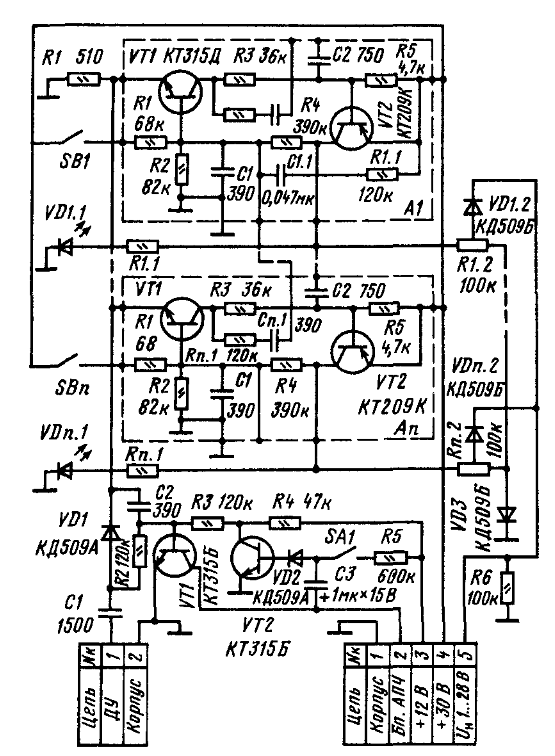


Рис. 2.91

на транзисторах VT1 и VT2 вырабатывает импульс выключения АПЧ во избежание ложных настроек при переключении программ. Диод VD3, включенный последовательно с резисторами настройки R1. 2 - Rn.2, служит для температурной компенсации изменений напряжения настройки, которые вносят диоды VD1.2-VDn.2. Светодиоды VD1.1-VDn.1 индицируют включенную ячейку. Включение ячеек осуществляется кратковременным нажатием кнопок SB1-SBn. Переключатель SA1 служит для выключения АПЧ при предварительной настройке приемника на радиостанции.

Вспомогательные устройства

К вспомогательным относятся устройства бесшумной настройки, индикаторы точной настройки и уровня принимаемого сигнала, таймерные устройства для выключения приемника через определенное время после включения или для включения и выключения в заданное время, преобразователи напряжения для варикапов настройки. Устройства бесшумной настройки (БШН) исключают шумы в процессе перестройки приемника с программы на программу или блокируют шумы в тех случаях, когда радиостанция, на которую был настроен приемник, прекращает работу.

Устройство БШН состоит из управляющего каскада и собственно устройства, блокирующего

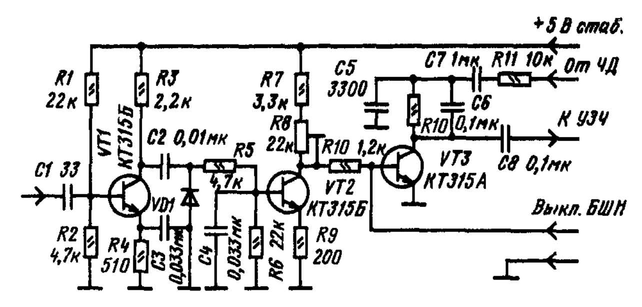


Рис. 2.92

Рис. 2.93

шумы в УЗЧ или на его входе (выходе детекторного каскада). На рис. 2.92 приведена схема устройства БШН для УКВ приемника ЧМ. Управляющее устройство выполнено в виде дополнительного УПЧ на транзисторе VT1, детектора на диоде VD1 и УПТ на транзисторе VT2. Устройство блокировки сигнала на выходе ЧМ детектора ПЗВ собрано на транзисторе VT3. При отсутствии сигнала ПЧ транзистор VT3 открыт напряжением питания через резисторы R7, R8 и R10 и работает как ключ, замыкающий выходное напряжение ЧМ детектора, поступающее через резистор R11 и конденсаторы C7 и C8 на вход предварительного УЗЧ. При достижении сигналом ПЧ достаточного уровня он детектируется диодом VD1 и открывает ранее закрытый транзистор VT2, который, замыкая напряжение смещения, закрывает ключ VT3 и дает возможность выходному сигналу детектора ЧМ поступить на вход УЗЧ. Устройство БШН выключается при замыкании напряжения смещения VT3 на общий провод. Уровень срабатывания регулируется установочным резистором R8.

Возможны различные модификации устройств БШН: управление высокочастотными составляющими шума, напряжением АРУ; применение ключей на полевых транзисторах, аналогичных применяемым в динамических шумоподавителях; управление напряжением питания предварительных УЗЧ и т.п. Однако все они подобны друг другу и могут быть спроектированы на основе приведенных схем.

Для индикации точной настройки на радиостанцию кроме общеизвестных измерительных приборов - микроамперметров, схемы включения которых приведены на рис. 2.93 и 2.94, в последнее время широко применяют светодиодные и катодно-люминесцентные индикаторы настройки. В зависимости от желаемого эффекта индикаторы на светодиодах могут работать по минимуму или по максимуму свечения, по изменению цвета свечения или одновременно по всем указанным параметрам. На рис. 2.95 приведена схема каскада УПЧ, охваченного АРУ с помощью вспомогательного транзистора VT2. Светодиод при включении в коллекторную цепь VT2 индицирует точность настройки по максимуму свечения, при включении в коллекторную цепь VT1 - по минимуму.

На рис. 2.96 приведена схема включения светодиодной матрицы VD1, которая изменяет цвет с зеленого на красный или наоборот (в

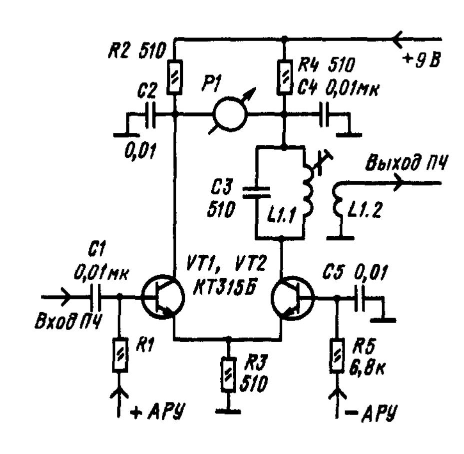


Рис. 2.94

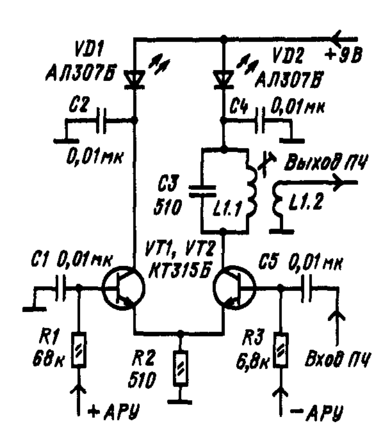


Рис. 2.95

зависимости от включения ее диодов) при изменении уровня АРУ. Достоинство такого индикатора настройки в том, что он светится всегда, играя роль индикатора включения приемника.

Для индикации точной настройки приемника ЧМ сигналов с частотным детектором в виде дискриминатора или дробного детектора приго-

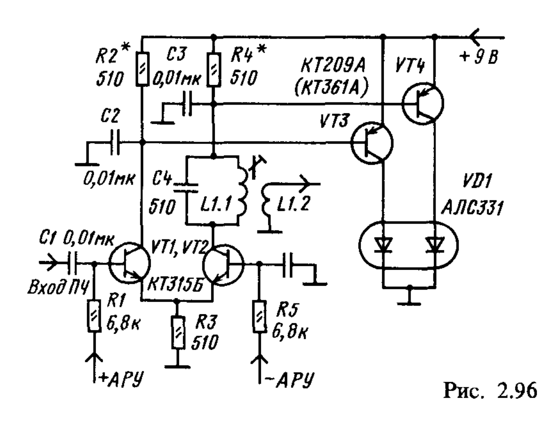


Рис. 2.96

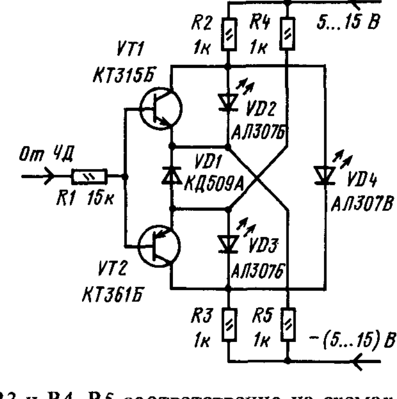


Рис. 2.98

Рис. 2.97

ден индикатор, схема которого приведена на рис. 2.97. В этом индикаторе при отсутствии напряжения на входе светится диод VD3 зеленого свечения. При увеличении напряжения на входе светится диод VD2, а при уменьшении

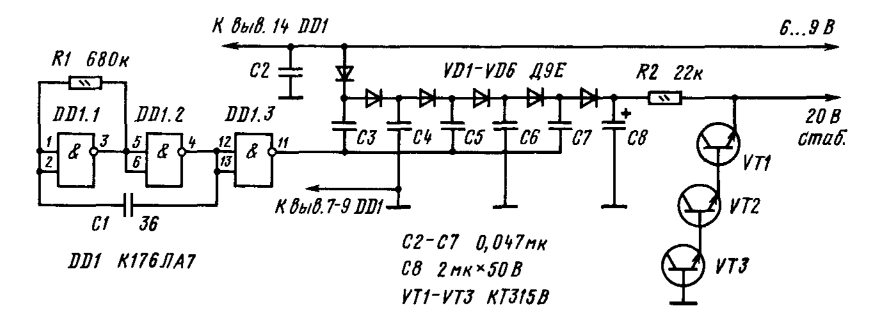


Рис. 2.99

(относительно нуля) – VD1. Такой индикатор не только характеризует степень расстройки, но и ее направление, облегчая оператору восстановление настройки приемника. Чувствительность индикатора ± 0,7 В. Увеличить чувствительность индикатора можно, выполнив его по схеме на рис. 2.98. При отсутствии светодиодов с различным цветом свечения вместо светодиода с зеленым цветом свечения можно применить светодиод красного свечения, включенный последовательно с обычным кремниевым маломощным диодом. Аналогично можно поступить, если имеются светодиоды только зеленого (или любого иного) цвета свечения. Сопротивления резисторов R2, R3 и R4, R5 соответственно на схемах рис. 2.97 и 2.98 зависят от напряжений источников питания и должны выбираться так, чтобы ток через светодиоды не превышал допустимого значения и был равен выбранному по условиям экономичности.

К вспомогательным устройствам ПЗВ с электронной настройкой относятся преобразователи напряжения для управления варикапами настройки. Такие преобразователи должны быть экономичными и не должны создавать помех радиоприему. Наиболее экономичным преобразователем напряжения является генератор напряжения прямоугольной формы с двухполупериодным выпрямителем или умножителем напряжения. Схема такого преобразователя приведена на рис. 2.99. Применение стабилизатора на входе преобразователя развязывает его по цепям питания с приемником и предотвращает проникновение радиопомех в цепи питания ПЗВ. Использование экономичной микросхемы DD1 К176ЛА7

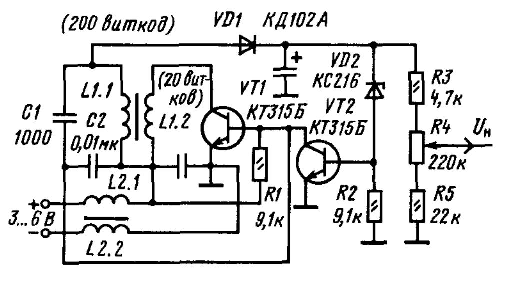


Рис. 2.100

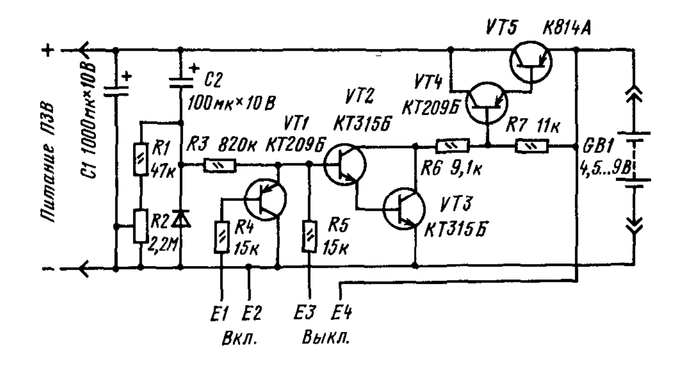


Рис. 2.101

(можно также использовать К176ЛЕ5 и 176ЛА9) позволяет получить ток потребления не более 2 мА.

Хорошие результаты могут быть получены с генератором синусоидальных колебаний. Преобразователь по схеме на рис. 2.100 позволяет получать достаточное для современных варикапных матриц напряжение настройки при нижнем значении питающего напряжения 1,8 В при токе потребления около 2,5 мА. Стабильность напряжения на выходе преобразователя сохраняется в интервале входных напряжений от 2 до 6 В.

В ПЗВ с питанием от батарей находят применение таймеры, которые в режиме «Сон» выключают приемник через определенное заданное время. На рис. 2.101 приведена схема таймера с сенсорным включением и автоматическим (или сенсорным) выключением ПЗВ через промежуток времени от 5 с до 30 мин. При токе потребления ПЗВ, превышающем 10 мА, вместо транзистора VT5 (КТ209Б) следует включить транзистор КТ814Б. Для нормальной работы сенсорных переключателей расстояние между металлическими сенсорными пластинами E1 и E2, E3 и E4 не должно быть более 0,8 мм.

Диапазонно-кварцевая стабилизация частоты настройки

Транзисторные автогенераторы, используемые в ПЗВ в качестве гетеродинов, при стабилизации их напряжения питания позволяют получить достаточно высокую стабильность частоты колебаний, значительно превышающую точность установки частоты. Шкально-верньерные устройства, применяемые в ПЗВ, не обеспечивают беспоисковой настройки на частоту желаемой радиостанции даже в диапазоне СВ. Эти обстоятельства вынуждают конструкторов ПЗВ в высококлассных моделях приемников применять принципы диапазонно-кварцевой стабилизации частоты, которые обеспечивают гарантированную настройку на любую частоту работающей или не работающей в данное время радиостанции. В таких приемниках в качестве гетеродинов применяются синтезаторы частот.

Желаемую частоту настройки можно получить с помощью нескольких операций: умножения и деления частоты, смещения различных частот. Исходной частотой для синтеза частоты настройки является частота высокостабильного (обычно кварцевого) опорного генератора. В зависимости от принципа построения синтезатора может быть реализован тот или иной частотный растр (шаг изменения частоты), та или иная степень чистоты выходного колебания (наличие побочных составляющих в спектре выходного колебания), возможность ручной или электронной установки и индикации частоты.

Синтезаторы по принципу построения подразделяются на синтезаторы с прямым и косвенным частотным синтезом. В синтезаторах с прямым синтезом используется фильтровый способ выделения необходимых, кратных через коэффициенты деления и умножения опорной частоте, частот, которые суммируются или вычитаются и опять дополнительно фильтруются. Существенными недостатками синтезаторов такого типа являются: необходимость в большом числе переключаемых или перестраиваемых полосовых фильтров и высокие требования к их свойствам. Автоматизировать процесс настройки синтезаторов удается с большим трудом и дополнительными затратами на устройства автоматизации. Спектр выходного сигнала таких синтезаторов, даже при сложных устройствах фильтрации, содержит много побочных составляющих с относительно большим уровнем. В современных ПЗВ такие синтезаторы не применяются.

Синтезаторы с косвенным синтезом могут быть построены на основе синтезаторов с прямым синтезатором добавлением к ним гетеродина, охваченного ФАПЧ. Наличие в кольце ФАПЧ ФНЧ и фильтрующее действие колебательного контура гетеродина позволяют получить малый уровень побочных излучений.

Наилучшими потребительскими свойствами обладают синтезаторы с косвенным синтезом, построенные на основе цифровых делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД). В таких синтезаторах нет фильтрующих перестраиваемых полосовых фильтров – всю фильтрацию осуществляет цепь ФАПЧ. Частота гетеродина устанавливается изменением коэффициента деления ДПКД. Кольцо ФАПЧ разрывается, и с помощью генератора поиска (ГП) перестройкой генератора, управляемого напряжением (ГУН), отыскивается новое значение частоты гетеродина, кратное через коэффициент деления ДПКД частоте кварцевого опорного генератора (ОКГ). На рис. 2.102 приведена

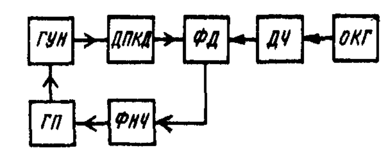


Рис. 2.102

функциональная схема, поясняющая описанный принцип построения синтезатора.

Применение программируемых ДПКД позволяет автоматизировать процесс настройки ПЗВ, построенного на основе такого синтезатора, с помощью микропроцессорного управляющего устройства. При этом появляются широкие возможности по программному управлению приемником: входящий в микропроцессорное управляющее устройство таймер может осуществлять включение и выключение приемника в заданное заранее время, одновременно настраивая приемник на заданную для данного времени частоту; ЗЧ устройства управления может мгновенно зафиксировать частоту настройки на любую радиостанцию и хранить ее в памяти на протяжении длительного времени (при условии постоянно включенного напряжения питания), позволяя использовать принцип цифровой фиксированной настройки.

Применение в синтезаторе частот преимущественно элементов электронной цифровой схемотехники позволяет осуществить миниатюризацию при создании синтезатора, выполнить его в виде одной микросхемы. Примером такого синтезатора является КР1015ХК2.

На рис. 2.103 представлена функциональная схема однокристального синтезатора частот с цифровым управлением. Информация о необходимой частоте настройки вводится в приемный регистр I в виде двоичного кода. Она переписывается в буферный регистр II, который управляет поглощающим счетчиком III, делителем с переменным коэффициентом деления IV и опорным делителем VII, который делит до частоты сравнения частоту опорного генератора VI. Полевой транзистор в составе частотно-фазового дискриминатора VIII образует ФНЧ (интегратор) с постоянной времени, достаточной для подавления сравниваемых частот. Логический блок управления V обеспечивает правильную работу поглощающего счетчика и ДПКД, исключая ложные настройки внешних по отношению к ГУН, и делителя p/(p + 1), отключает частотно-фазовый дискриминатор в режиме перестройки и осуществляет другие функции.

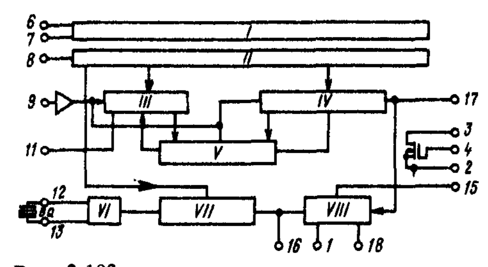


Рис. 2.103

Предельные коэффициенты деления счетчика 1 ... 127 и ДПКД 16 ... 4095, фиксированные коэффициенты деления опорного делителя 1024 и 2560. Микросхема КР1015ХК2 может работать в интервале напряжений питания 4,5 ... 5,5 В (в пределе 3 ... 9 В) и потребляет при этом в зависимости от частоты на входе ДПКД менее 10 мА. Частота кварцевого резонатора BQ должна быть равна 6 МГц; частота на входе ДПКД – не более 6 МГц. Поэтому в диапазонах частот более 6 МГц синтезатор следует дополнять внешним делителем. Размах входного сигнала ДПКД должен быть не менее 0,4 В. Частота синхроимпульсов для записи информации в приемный регистр должна быть не более 50 кГц. Напряжение ВЧ сигнала от ГУН (гетеродина приемника) на вход ДПКД или внешнего делителя необходимо подавать через буферный каскад. Блокировка питания КР1015ХК2 должна обеспечивать подавление напряжений различных частот, образующихся внутри микросхемы при ее работе, во избежание появления внутрисистемных помех приему.

2.4. СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЙ ПРИЕМ

Требования к радиотракту стереофонического ПЗВ

Стереофонические передачи ведутся в СССР по системе с полярной модуляцией (ПМ) в диапазоне УКВ. Полярная (двухсторонняя) модуляция осуществляется на вспомогательной (поднесущей) ультразвуковой частоте (ПНЧ) 31,25 кГц. Поднесущая частота модулируется сигналом звуковой частоты так, что ее положительные полуволны несут в своей огибающей информацию канала А (левого), а отрицательные – канала В (правого). Предварительно обработанный для совместимости с монофоническими приемниками комплексный стереофонический сигнал (КСС) имеет следующие параметры: частичное подавление поднесущей частоты 14 дБ (5 раз) при добротности режекторного фильтра 100; постоянная времени цепей предыскажений 50 мкс; полоса частот 30 Гц ... 46,25 кГц. Ширина занимаемой сигналом полосы частот на выходе передатчика составляет 150 ... 160 кГц.

В соответствии с указанными параметрами полоса частот тракта УПЧ стереофонического приемника должна быть не менее 160 кГц, а стереодекодер должен подключаться к выходу частотного детектора до цепи коррекции предыскажений. Нелинейные искажения в приемниках ЧМ зависят от нелинейности ФЧХ полосы пропускания тракта ПЧ. При построении тракта ПЧ с рассредоточенной селекцией изменение уровня сигнала приводит к изменению суммарной резонансной характеристики УПЧ, а следовательно, и ФЧХ. Поэтому целесообразно строить тракт УПЧ стереофонического ПЗВ с сосредоточенной селекцией сигнала на малых его уровнях (сразу за преобразованием частоты) и применять пьезокерамические фильтры на ПАВ, например ФП1П-049. Для неискаженного стереоприема в УПЧ должна хорошо подавляться паразитная АС во всем диапазоне модулирую-

щих частот КСС. Важно, чтобы резонансная кривая УПЧ была симметричной относительно несущей частоты, в противном случае паразитная АМ переходит в паразитную ЧМ, от которой избавиться невозможно. В стереофонических приемниках высоких групп сложности за частотным детектором целесообразно применять предварительный УЗЧ, обеспечивающий подъем АЧХ на верхних частотах КСС, а полосу пропускания детектора расширять до 0,6 ... 1 МГц при малой добротности входящих в него колебательных контуров.

Для выяснения причин искажений при стереоприеме в приемниках высших групп сложности применяют индикаторы уровня принимаемого сигнала и индикаторы многолучевости распространения радиоволн, от которых в значительной степени зависят искажения принимаемых стереопрограмм.

Стереодекодеры

Возможны три способа декодирования полярно-модулированного колебания (МПК):

детектирование огибающей (полярное детектирование);

декодирование с разделением спектров (суммарно-разностное преобразование);

детектирование временны́м разделением стереосигналов (временно́е стробирование ПМК).

Наибольшее распространение в настоящее время получил второй способ, а в недалеком будущем основным станет третий способ, гарантирующий высокое качество получаемых стереосигналов и не требующий применения катушек, а следовательно, допускающий интегральное исполнение.

На рис. 2.104 приведена схема стереодекодера, работающего по первому способу. Для восстановления ПНЧ в цепи ООС имеется Т-образное мостовое звено. В такой цепи добротность контура, включенного в мостовую цепь L1, C4, C5, должна составлять 33, а не 100, как у других каскадов восстановления поднесущей частоты (ВПЧ). Получение такой добротности легко выполнимо при намотке катушки контура L1 на унифицированном четырехсекционном полистироловом каркасе с подстроечным сердечником М600НН-СС2, 8 × 10.

Комплексный стереофонический сигнал с выхода частотного детектора подводится к инвертирующему входу ОУ DA1 через цепь R1, C1, компенсирующую ослабление верхних частот КСС в частотном детекторе. Напряжение ООС поступает туда же через резисторы R8, R9 и цепь L1, C4, C5, R6, R7. Подстроечным резистором R8 регулируют общее усиление, а R6 – уровень поднесущей частоты. Через L1 усилитель охвачен 100% ООС по постоянному току, что гарантирует стабильность режима. Корректирующая цепь R5, C3 предотвращает самовозбуждение ОУ, а делитель R3, R4 устанавливает режим его работы. Полярно-модулированное колебание с восстановленной поднесущей снимается с выхода усилителя и детектируется полярным детектором, выполненным на диодах VD2 и VD3. Цепи R11, C11, R13, C13 в канале A и R12, C12, R14, C14 в канале B фильтруют поднесущую частоту в продетектированном сигнале и компенсируют предыскажения разностных сигналов, а цепь C8, R10 – предыскажения в суммарном сигнале. При равенстве постоянных времени этих цепей можно скомпенсировать взаимное проникание сигналов в каналы A и B. Индикатор наличия стереосигнала выполнен на диоде VD1 и усилителе на транзисторах VT1 и VT2; светодиод VD4 является собственно индикатором. Катушка L1 имеет 660 витков провода ПЭВ2-0,07.

Схема стереодекодера, применяемая в приемнике «Ленинград-010-стерео», основанная на способе декодирования ПМК с разделением спектров, приведена на рис. 2.105.

Первый каскад стереодекодера – корректирующий усилитель входного сигнала – выполнен на транзисторах VT1 и VT2. Между базой и коллектором транзистора VT2 включен корректирующий конденсатор C4. В коллекторную

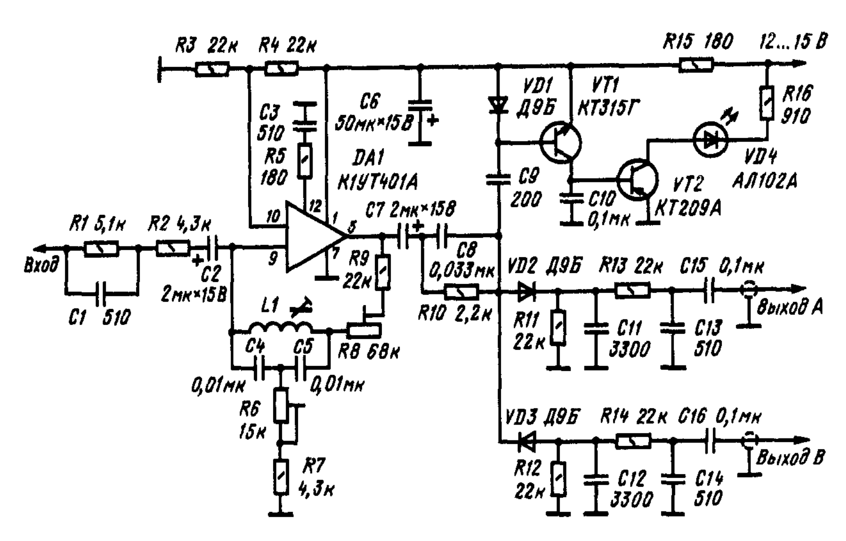


Рис. 2.104

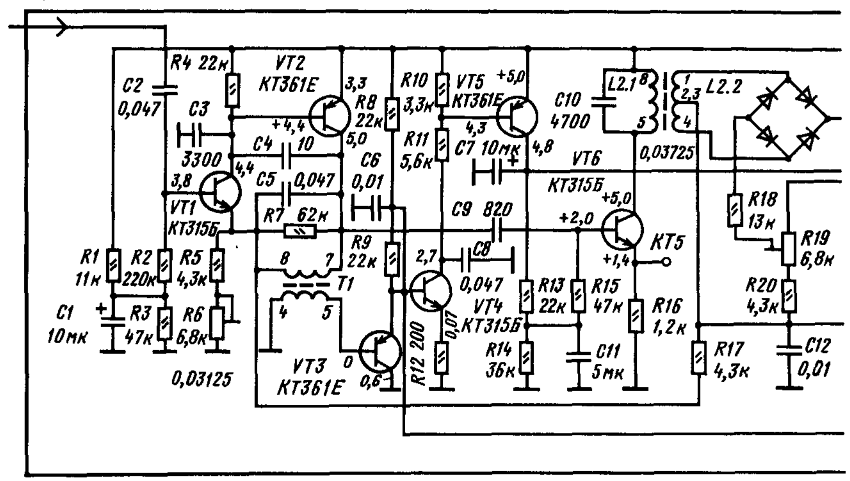


Рис. 2.105

цепь транзистора VT2 включен контур ВПЧ, имеющий высокую (100) добротность. Для получения стабильной конструктивной добротности контур выполнен на ферритовом броневом сердечнике типа Б14 с калиброванным зазором (0,27 мм) и индуктивностью 500 ± 50 мкГн. Уровень ВПЧ (14 дБ) устанавливается подстроечным резистором R6. С эмиттера транзистора VT1 суммарный сигнал левого и правого каналов (A + B) через цепь компенсации предыскажений R17, C12 подается на суммарно-разностный мост R18 – R23. Транзистор VT4 является амплитудным детектором поднесущей частоты, на который поступает сигнал с катушки связи контура ВПЧ через эмиттерный повторнтель на транзисторе VT3. В коллекторную цепь VT4 включен УПТ на транзисторе VT5.

Выходное напряжение используется в качестве управляющего напряжения для стереонндикатора и коммутирующего – для усилителя надтональных частот, выполненного на транзисторе VT6. При отсутствии поднесущей частоты ток в коллекторной цепи VT4 мал, при этом VT5 УПТ закрыт, напряжение на его выходе равно нулю, лампа стереоиндикатора не горит, а транзистор VT6 закрыт.

В коллекторную цепь VT6 включен контур L2.1C10, настроенный на частоту 31,5 кГц, имеющий ширнну полосы пропускания по уровню 3 дБ 6,4 кГц. Ко вторичной катушке контура L2.2 подключен двухканальный детектор на диодах VD1 – VD4, выделяющий разностный сигнал левого и правого каналов (A – B). После суммарно-разностной матрнцы R18 – R23 в каж-

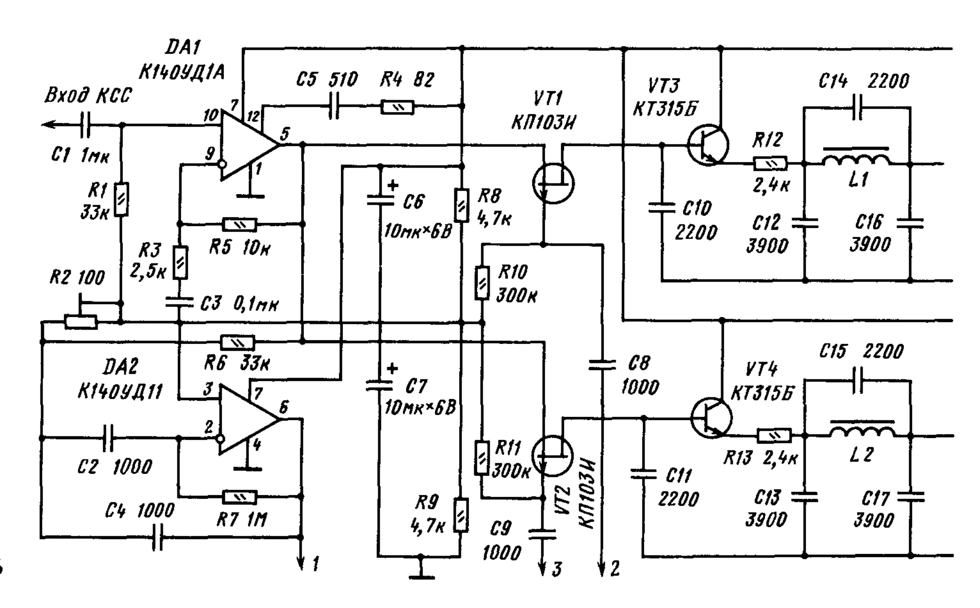
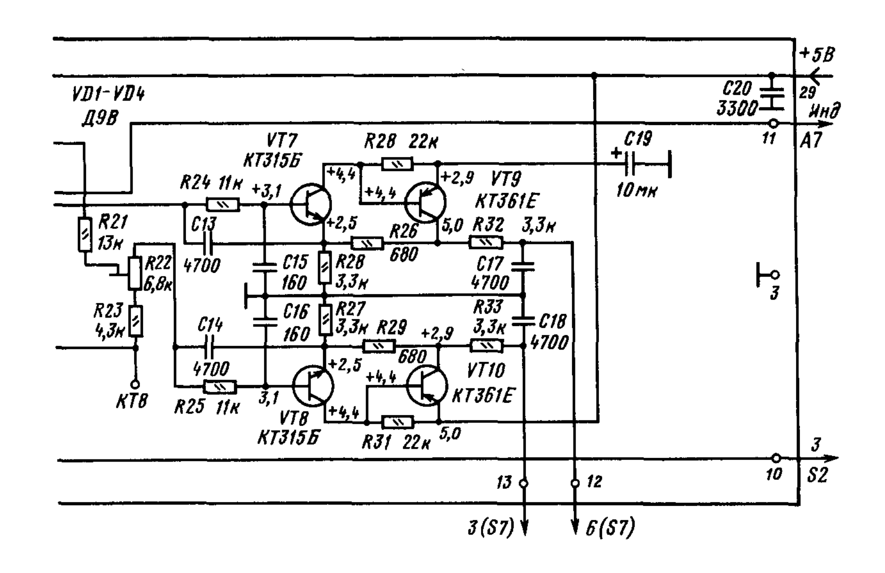


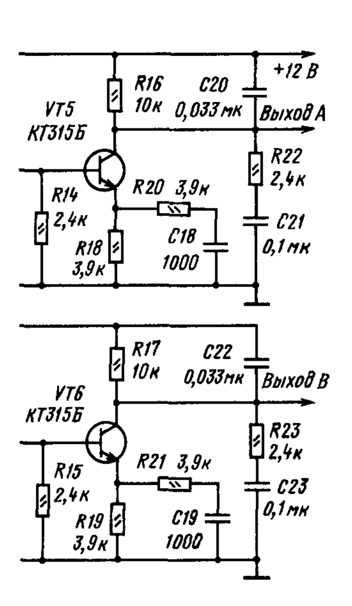
Рис. 2.106



дом из каналов включен активный ФНЧ, выполненный на транзисторах VT7, VT9 и VT8, VT10. Активные фильтры подавляют поднесущую частоту и ее гармоники. Переходные затухания каждого из каналов регулируются подстроечными резисторами R19 и R22. С выхода стереодекодера сигнал подается на входы стерео УЗЧ. Стереодекодер питается стабилизированным напряжением 5 В. Это позволяет применять его в переносных стереоприемниках с питанием от батарей с напряжением 9 ... 12 В.

Схема стереодекодера, работающего по третьему способу декодирования – временны́м разделением стереосигналов приведена на рис. 2.106, а схема блока формирования коммутирующих импульсов – на рис. 2.107.

Активный пропорционально дифференцирующий фильтр стереодекодера выполнен на ОУ DA1 и элементах R5, R3 и C3. Применение ОУ с большим усилением позволило одновременно с коррекцией поднять уровень сигнала на 14 дБ и тем самым скомпенсировать потери в пассивных фильтрах на выходе декодера. Синхронное детектирование осуществляют ключи на полевых транзисторах VT1 и VT2, управляемые коммутирующими импульсами длительностью 3 мкс, поступающими с блока формирования импульсов и совпадающими по времени с максимумами и минимумами ПНЧ. Уровни скорректированного КСС, соответствующие в эти моменты сигналам левого (А) и правого (В) каналов, «запоминаются» конденсаторами C10 и C11. Сигнал левого канала через эмиттерный повторитель на транзисторе VT3 поступает на настроенный на максимальное подавление ПНЧ ФНЧ R12L1C12 C14 C16. Каскад на транзисторе VT5 компенсирует затухание, вносимое фильтром ПНЧ, а цепь R20,C18 – уменьшение коэффициента передачи синхронного детектора на верхних частотах модуляции. Включенный в коллекторную цепь транзистора VT5 фильтр R16R22C20C21 компенсирует потери в пропорционально дифференцирующем фильтре и высокочастотные предыскажения в стереопередатчике.



На ОУ DA2 выполнен активный полосовой фильтр, необходимый для ФАПЧ сигнала ПНЧ. Его добротность должна быть не менее 100 для отделения от ПНЧ нижних модулирующих частот (31,5 Гц). Коэффициент усиления DA2 без ООС должен быть не менее $2Q^2 = 20\,000$.

Блок формирования коммутирующих импульсов (рис. 2.107) содержит цепь ФАПЧ и устройство автоматического переключения стереодекодера в режим «Моно» с цепью индикации. Так как для синхронных детекторов необходим синфазный с ПНЧ сигнал, а для ФАПЧ – сдвинутый на 90°, то частота ГУН, выполненного на логических элементах DD2.1 и DD2.2 по схеме мультивибратора, выбрана в 4 раза выше ПНЧ,

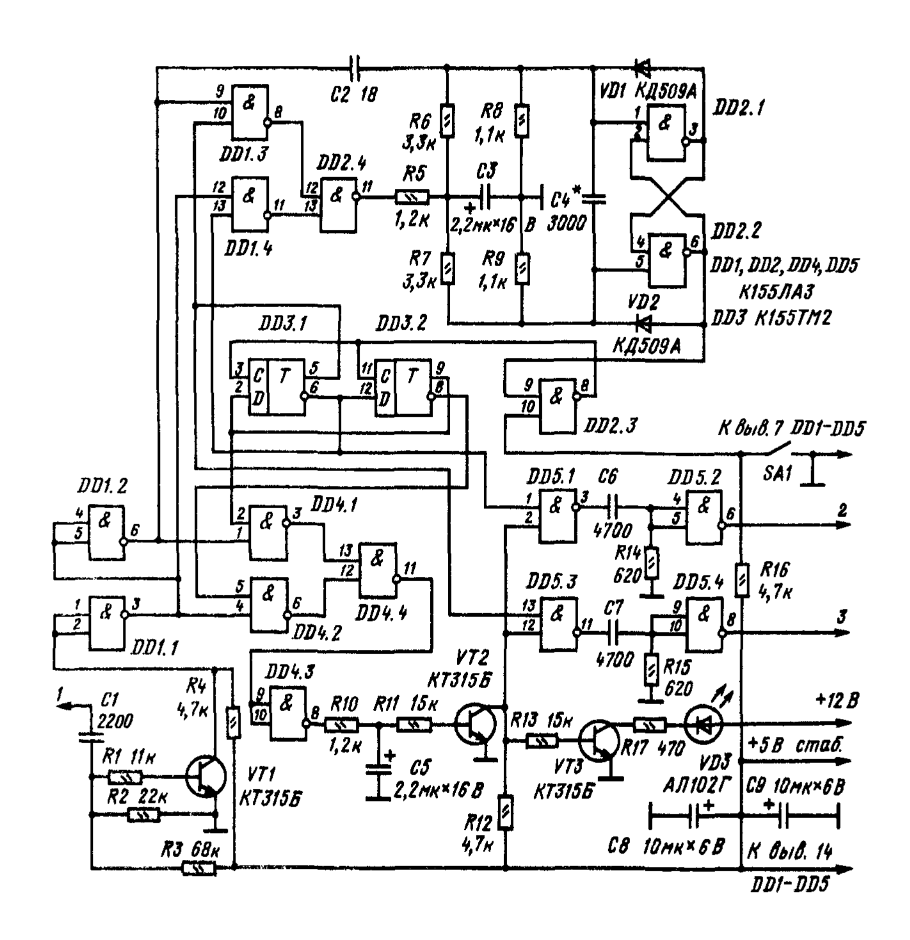


Рис. 2.107

т. е. 125 кГц. Частота генерации задается элементами R6 - R9 и C4. Конденсатор C2 облегчает запуск генератора. Частота сигнала ГУН делится на четыре делителем на триггерах DD3.1 и DD3.2. С его выходов снимаются четыре сигнала, сдвинутые по фазе на 0, 90, 180 и 270°. Напряжения с фазами 90 и 270° подаются на детектор ФАПЧ DD1.3, DD1.4, DD2.4, а с фазами 0 и 180° на детектор устройства автоматики (DD4.1 DD4.4). Напряжение с выхода этого детектора через интегрирующую цепь R10, C5 поступает на пороговый элемент на транзисторе VT2, а с него - на УПТ на транзисторе VT3. Индикатором наличия стереосигнала служит светодиод VD3. Пороговый элемент управляет также прохождением импульсов с частотой следования 31,25 кГц через элементы DD5.1 и DD5.3 на формирователи коммутирующих импульсов DD5.2 и DD5.4. Длительность сформированных импульсов определяется постоянной времени цепей R14, C6 и R15, C7 и равна 3 мкс. Поскольку напряжение на входе формирователя сдвинуто на 90° относительно напряжения ПНЧ, коммутирующие импульсы совпадают по времени с максимумами и минимумами сигнала ПНЧ на входе стереодекодера. Блок формирования коммутирующих импульсов можно выполнить также на микросхемах серии 176, которые позволят использовать один источник напряжения питания и уменьшить ток потребления. При входном напряжении КСС 20 ... 100 мВ стереодекодер обеспечивает коэффициент передачи в обоих режимах не менее 1 и переходное затухание между каналами в диапазоне частот 1 ... 10 кГц около 40 дБ.

На принципе, близком к описанному, построен стереодекодер микросхемы К174ХА14. Функциональная схема стереодекодера приведена на рис. 2.108.

Генератор RC (XI), управляемый напряжением, генерирует напряжение частотой 125 кГц, которая делится первым делителем на два и сравнивается с удвоенной в квадраторе (IX) поднесущей частотой КСС в фазовом детекторе (XIII) петли ФАПЧ, управляющей частотой ГУН через усилитель (XII). Напряжение частотой 62,5 кГц делится еще в 2 раза во втором делителе (X) и сравнивается в синхронном детекторе (V) с фазой поднесущей КСС. При совпадении фаз сигнал восстановленной поднесущей подводится с выхода второго делителя к декодеру (IV). При несинфазности поднесущих (восстановленной и содержащейся в КСС) сигнал ВПЧ подается на декодер через переключатель (X) с противофазного выхода второго делителя. Разделенные сигналы с выходов декодера подводятся к корректирующим операционным усилителям (I) и

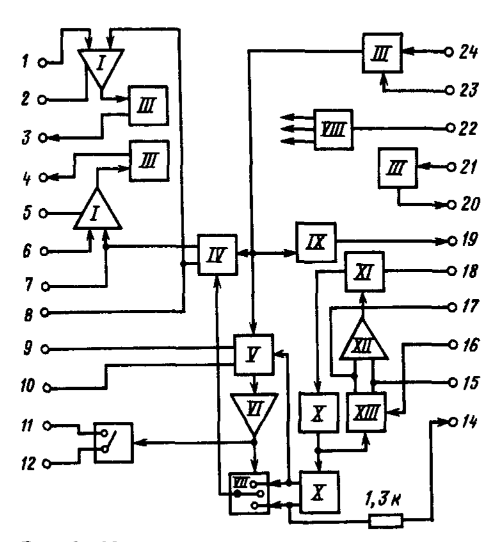


Рис. 2.108

через эмиттерные повторители III ко входам УЗЧ каналов А и В. Коммутатор III при отсутствии КСС выключает индикатор наличия стереосигнала. Декодер при этом работает в режиме усиления ЗЧ (режим «Моно»).

Микросхема К174ХА14 работоспособна в интервале напряжений питания от 10 до 16 В, потребляет в режиме «Моно» при 12 В около 12 мА. Максимальное входное напряжение КСС 0,8 В, входное сопротивление 25 кОм. Максимальный ток индикатора «Стерео» не более 75 мА. Схема стереодекодера на К174ХА14 приведена на рис. 2.113 (§ 2.6).

2.5. ТРЕБОВАНИЯ К ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПЗВ

Характеристики ПЗВ, определяющие электромагнитную совместимость радиосистем

Приемник звукового вещания находится в окружении аналогичных или других радиотехнических устройств, создающих помехи радиовещательному приему. В свою очередь, ПЗВ может создавать помехи другим устройствам. Приемники подвергаются воздействию атмосферных помех (грозовые разряды и др.), индустриальных помех (от электродвигателей промышленных предприятий и транспорта, ЛЭП, люминесцентных источников света, медицинской аппаратуры и др.), помех от радиовещательных и ведомственных радиостанций, телевизионных центров и ретрансляторов, а также от телевизионных приемников, магнитофонов и мощных УЗЧ.

Задачей электромагнитной совместимости (ЭМС) является обеспечение нормального функционирования радиосредств (в первую очередь радиоприемных устройств как наиболее подверженных помехам) в условиях непреднамеренных помех всех видов.

К характеристикам, определяющим способность ПЗВ обеспечивать правильный прием сообщений при наличии помех, относятся: чувствительность, ограниченная шумами; пространственная и поляризационная селективность, зависящая от характеристик антенны; частотная селективность радиотракта ПЗВ; характеристики нелинейности, определяющие степень искажения принимаемых сигналов при наличии сильных помех (блокирование, перекрестные и интермодуляционные помехи, побочные каналы приема); время последействия импульсной помехи в ПЗВ; чувствительность к помехам по цепям питания; чувствительность к помехам, воздействующим на ПЗВ не через антенную цепь.

К характеристикам, определяющим способность ПЗВ не создавать помехи другим радиотехническим устройствам, относятся уровень поля радиопомех, создаваемых ПЗВ, и уровень напряжения радиопомех на проводах, подключаемых к ПЗВ, и на элементах его конструкции.

Повышение характеристик ЭМС в конструируемых радиолюбителями ПЗВ основывается на общепринятых принципах конструирования радиоприемных устройств на основе приводимых схемотехнических примеров.

Применение пространственно ориентируемых магнитных и электрических антенн (ферритовых, рамочных, штыревых с изменяемой геометрией и т. п.) позволяет ослабить помехи от мощных близко расположенных передатчиков и телевизионных приемников. Применение высокоэффективных пьезокерамических и электромеханических фильтров, полосовых перестраиваемых фильтров на входе ПЗВ, высоколинейных преобразователей частоты и гетеродинов с малым содержанием гармонических составляющих и шумов позволяет ослабить блокирование, перекрестные и интермодуляционные искажения, побочные каналы приема.

К мерам ослабления побочных каналов приема относятся: правильный выбор ПЧ, особенно при неоднократном преобразовании частоты и частот гетеродинов; применение заградительных фильтров ПЧ и на частотах зеркального канала, применение заградительных фильтров или ФНЧ на выходах оконечных УЗЧ. Уменьшению помех по соседним каналам приема способствует повышение стабильности частоты гетеродинов, точности настройки ПЗВ на желаемую радиостанцию. Достижение высоких значений указанных характеристик возможно в приемниках с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты и синтезаторами частот. В то же время применение синтезаторов частот без обеспечения должных мер ЭМС может, улучшив одни характеристики, существенно ухудшить другие. При применении синтезаторов частот может ухудшаться чувствительность, ограниченная шумами, возможно появление дополнительных побочных каналов приема, может снижаться чувствительность или могут появиться интерференционные свисты при некоторых частотах настройки. Поэтому существенное усложнение ПЗВ за счет применения синтезатора частот, средств вычис-

лительной техники (микропроцессоров) для управления частотой настройки синтезатора и другими функциями ПЗВ требует принятия дополнительных мер ЭМС по подавлению внутренних помех. К этим мерам в первую очередь относится применение дополнительных фильтров в различных цепях, соединяющих узлы ПЗВ между собой (цепи питания, управления, передачи сигналов), и правильное конструктивное выполнение ПЗВ.

Уменьшить помехи от оконечных каскадов УЗЧ, в том числе вызываемых самовозбуждением ПЗВ на некоторых частотах диапазона и усиливающихся с увеличением громкости приема, можно путем сужения полосы частот воспроизводимых УЗЧ, особенно в диапазонах ДВ, СВ и КВ, а также за счет увеличения до возможных пределов постоянных времени базовых цепей закрытых транзисторов оконечных каскадов УЗЧ.

Конструктивные особенности ПЗВ

Наиболее известными и важными конструктивными требованиями ЭМС в ПЗВ являются следующие:

входные и выходные цепи в ПЗВ в целом и каждого из каскадов, особенно в радиотракте, должны быть максимально разнесены друг от друга или (и) экранированы;

все элементы, создающие значительные электромагнитные поля (катушки, трансформаторы, дроссели, сильноточные низкочастотные и высокочастотные цепи), должны быть экранированы или расположены так, чтобы их магнитные поля были перпендикулярны; исключение могут составлять катушки, дроссели и трансформаторы, выполненные на тороидальных сердечниках;

соединительные проводники в радиотракте должны иметь минимальную длину, а при печатном монтаже между проводниками высокочастотных соединений должен находиться проводник с нулевым по радиочастоте потенциалом;

проводники печатного монтажа не должны иметь замкнутую геометрическую конфигурацию (в виде круглых и квадратных замкнутых контуров), особенно для проводников нулевой (общей) цепи и цепей питания; исключение составляют специально замкнутые проводники экранированных цепей;

конденсаторы фильтрующих цепей должны иметь короткие выводы (нежелательны проволочные выводы), безындуктивную конструкцию и располагаться на минимальном расстоянии от точки фильтрации; выполнение этих требований облегчается с понижением частоты фильтруемого напряжения и при малых токах потребления;

особенно короткими должны быть соединительные проводники и выводы деталей, подсоединяемые к общему (нулевому) проводнику печатной платы (или шасси) приемника, эти проводники должны иметь наибольшую площадь сечения;

экранирующую оплетку экранированных проводов необходимо соединять с нулевым проводником в одной точке, преимущественно у выхода предыдущего узла или каскада;

следует избегать экранирования нескольких, могущих оказать взаимное влияние, каскадов общим, хотя и разделенным на части, экраном; необходимо экранировать каждый из них отдельным замкнутым экраном; экраны нескольких каскадов не должны плотно соприкасаться стенками друг с другом;

цепи питания мощных УЗЧ или импульсных усилителей должны быть хорошо развязаны фильтрами или электронными стабилизаторами напряжения от предварительных маломощных и радиочастотных усилительных каскадов как по низшим частотам диапазона (электролитические), так и по высшим (керамические, бумажные или пленочные конденсаторы);

цепи к элементам управления ПЗВ, особенно от цифровых или импульсных систем управления, должны подсоединяться только через радиочастотные фильтры и при необходимости экранироваться;

все металлические части конструкции ПЗВ должны иметь надежный контакт между собой и с общим проводником питания в приемнике;

магнитные антенны в ПЗВ должны располагаться так, чтобы магнитные поля других деталей приемника (в том числе магнитных узлов динамических головок громкоговорителей и металлических конструкций приемника) не влияли на них; проводники, соединяющие выходные каскады УЗЧ с динамическими головками, должны быть экранированы, корпуса головок соединены с общим проводом;

сложная комплексная радиоэлектронная аппаратура (магнитоWhile радиолы, радиолы, музыкальные центры) должна конструироваться с учетом возможного отрицательного взаимного влияния входящих в нее элементов, это особенно важно для тюнеров; питание такой аппаратуры желательно осуществлять от одного сетевого трансформатора во избежание фоновых наводок;

в блоках питания сетевых ПЗВ и другой радиоаппаратуры должны быть предусмотрены фильтры радиочастот, предотвращающие попадание напряжения радиочастот на провод питания от электрической сети.

2.6. СХЕМЫ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПЗВ

Приемник прямого усиления

Приемник прямого усиления, рассчитанный для работы в диапазонах СВ и ДВ (рис. 2.109), может быть выполнен на любых кремниевых ВЧ транзисторах: КТ315, КТ316, КТ301, КТ312 или транзисторных сборках К201НТ2, К217НТ2 и т. п.

Особенность приемника – применение УРЧ с высоким входным сопротивлением, что позволяет исключить катушки связи с входным контуром на каждом диапазоне. Эмиттерные повторители VT1 и VT2 трансформируют высокое резонансное сопротивление входного контура (200 ... 400 кОм) в сопротивление, близкое к входному сопротивлению транзистора VT4 (около 1 кОм). Общее усиление УРЧ 150.

Чувствительность приемника составляет 3 ... 5 мВ/м. Цепь АРУ выполнена на транзисторе

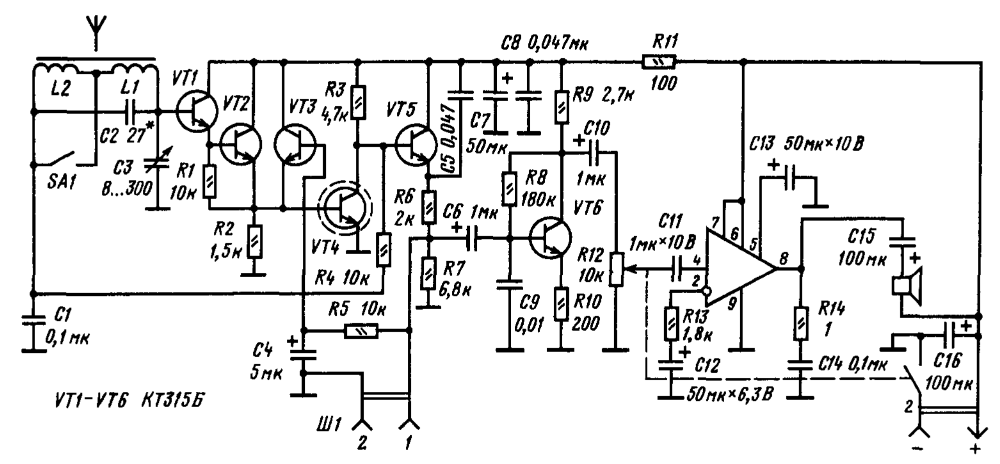


Рис. 2.109

VT3, который шунтирует вход VT4 и одновременно закрывает транзисторы VT1 и VT2, уменьшая их коэффициент передачи напряжения. Эмиттерный детектор на транзисторе VT5 обеспечивает малые нелинейные искажения выходного сигнала и достаточную его мощность для нормальной работы цепи АРУ.

Усилитель ЗЧ выполнен на микросхеме DA1 и транзисторе VT6. Включение микросхемы несколько отличается от стандартного, что позволило получить выходную мощность приемника 0,12 Вт при напряжении питания 6 В (четыре элемента 316). Сопротивление звуковой катушки головки громкоговорителя BA1 – 8 Ом.

Транзистор VT4 должен быть экранирован во избежание самовозбуждения УРЧ. Чувствительность приемника может быть несколько повышена введением ПОС за счет уменьшения емкости конденсатора C1 до 0,033 ... 0,01 мкФ и подбором сопротивления резистора R5. При указанной на схеме емкости КПЕ катушка L1 содержит 95 витков провода ЛЭП5 × 0,06, катушка L2 – 4 × × 60 витков ПЭВ2-0,1 (на ферритовом сердечнике М400НН1 – 8 × 100).

Приемник ЧМ сигналов с синхронным детектором

Схема приемника приведена на рис. 2.110. Особенностью приемника является преобразование частоты по второй гармонике гетеродина, что позволяет уменьшить взаимное влияние входного и гетеродинного контуров. В приемнике можно использовать любые кремниевые ВЧ транзисторы: КТ315, КТ312, КТ316, микросборки К217НТ2 и др.

В качестве антенны используется одновитковая рамка WA1 или внешняя штыревая либо проволочная антенна WA2, подключаемая через конденсатор связи C1. Связь детектора с входным контуром внутриемкостная C2/C3. Входной контур настроен на середину диапазона УКВ – 69 МГц.

Гетеродин выполнен по схеме ОБ с емкостной ОС через C7. Настройка осуществляется конденсатором с воздушным диэлектриком C8. Усилитель ЗЧ аналогичен применяемому в приемнике прямого усиления (рис. 2.109). Ориенти-

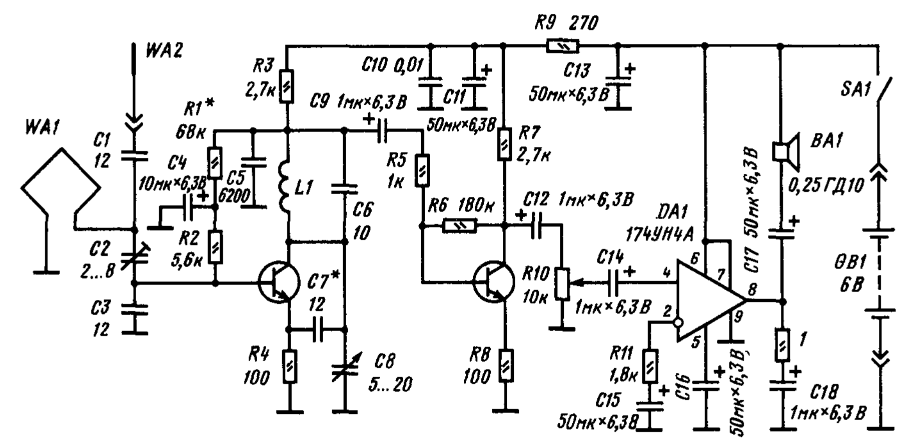


Рис. 2.110

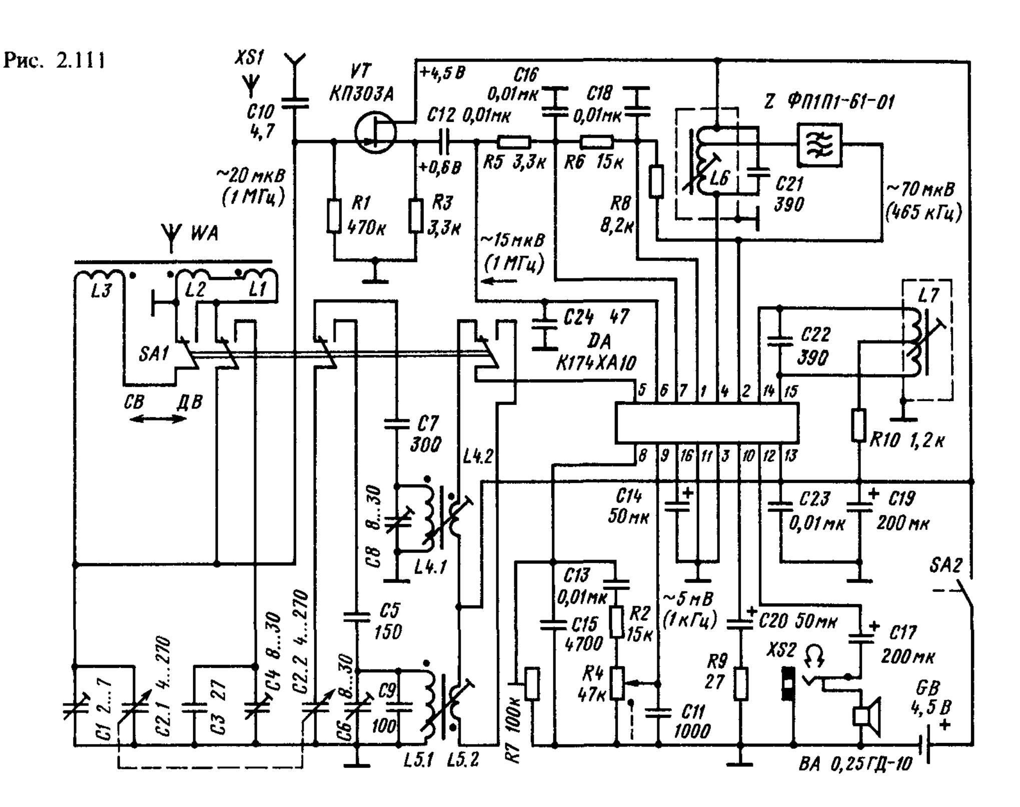


Рис. 2.111

ровочные размеры рамки 100 × 65 мм, провод диаметром 0,5 ... 0,8 мм. Катушка контура гетеродина L1 бескаркасная, внутренний диаметр 5 мм, шаг намотки 1 мм, провод ПЭВ2-0,56 – 20 витков или на каркасе от приемника «Океан» с ферритовым подстроечником 100НН2, 8 × 14 мм, 9 витков ПЭВ2-0,27. Чувствительность приемника достаточна для уверенного приема в радиусе 20 ... 30 км от передатчика УКВ вещания или телецентра.

Супергетеродинный приемник на микросхеме К174ХА10

Приемник на одной микросхеме К174ХА10, дополненной полевым транзистором на входе, получает большое распространение. При применении соответствующих цепей фильтрации и дополнительных транзисторов на выходе УЗЧ можно изготавливать переносные приемники третьей и второй групп сложности.

На рис. 2.111 приведена схема промышленного приемника «Селга-309». Приемник «Свирель-2» выполнен практически по такой же схеме. В приемниках применена коммутация входных контуров, при которой отсутствуют неоправданные потери чувствительности и нежелательные провалы ее в диапазоне частот СВ. В диапазоне ДВ катушки L1 – L3 включаются последовательно, а в диапазоне СВ – параллельно, как это изображено на схеме. Применение на входе смесителя микросхемы истокового повторителя на полевом транзисторе VT с коэффициентом передачи 0,75 ... 0,95 и выходным сопротивлением 250 ... 750 Ом позволило осуществить полное включение входного контура, уменьшить шумы приемника и реализовать высокую чувствительность и селективность по зеркальному и другим дополнительным каналам приема. В диапазоне ДВ для получения минимально необходимой полосы пропускания входной контур шунтирован резистором R1. Конденсатор C24 предотвращает самовозбуждение истокового повторителя в начале диапазона СВ, уменьшая $K_{о.с}$. Узкая полоса пропускания входной цепи требует точного сопряжения ее резонансных контуров с контурами гетеродина соответстующих диапазонов. Максимальную чувствительность приемника устанавливают подстроечным резистором R7; им же устанавливается порог срабатывания АРУ. Детектор в составе микросхемы выполнен двухполупериодным, поэтому на его входе включен контур L7C22 с отводом от середины катушки L7. Для пьезокерамического фильтра Z с входным сопротивлением 1 кОм коэффициент включения в контур L6C21 должен быть равен 0,1. При указанных на схеме емкостях конденсаторов контуров числа витков катушек приведены в табл. 2.4.

При напряжении питания 4,5 В максимальная выходная мощность достигает 140 мВт.

Таблица 2.4. **Намоточные данные контурных катушек**

Обозначение по схеме	Число	Провод	Намотка
L1 – L2	40 + 30	ЛЭП5 × 0,06	Рядовая, виток к витку
L3	270	ПЭВТЛ-012	В секциях каркаса равномерно
L4.1	105	ЛЭП3 × 0,06	То же
L4.2	30	ПЭВТЛ-0,09	—»—
L5.1	144	ЛЭП3 × 0,06	—»—
L5.2	48	ПЭВТЛ-0,09	—»—
L6	143 + 16	ПЭВТЛ-0,09	—»—
L7	79 + 79	ПЭВТЛ-0,09	—»—

Примечание. Катушки L1–L3 наматываются на каркасах, размещенных на сердечнике 400НН 8 × 63, катушки L4–L7 – на двухсекционных каркасах, размещенных в броневых сердечниках 1000НМ3 × 6,1 × 8 с резьбовыми сердечниками 1000НММ3 × 10.

Приемник АМ и ЧМ сигналов

Приемник, схема которого приведена на рис. 2.112, рассчитан на прием РВ станций в диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ. В диапазонах СВ (525 ... 1605 кГц) и ДВ (150 ... 400 кГц) прием ведется на магнитную антенну WA1, а на КВ (5,8 ... 7,8 МГц) и УКВ (65 ... 74 МГц) – на штыревую телескопическую WA2 высотой 800 мм.

К особенностям приемника следует отнести: использование одного и того же блока КПЕ для настройки на всех диапазонах частот, включая УКВ; применение АРУ как при приеме АМ сигналов, так и при приеме сигналов с ЧМ; применение апериодического УПЧ с высокоомным входом для усиления ПЧ с частотами 465 кГц и 10,7 МГц; применение комбинированного детектора АМ и ЧМ с одним последовательно-параллельным контуром (L12C36$C_{вх}$VT17); использование транзисторной коммутации фильтров ПЧ АМ и ЧМ сигналов. Приемник может быть отнесен ко второй группе сложности. Намоточные данные контурных катушек приведены в табл. 2.5.

Усилитель ЗЧ аналогичен усилителю приемника «Вега-341», который при напряжении питания 6 В имеет выходную мощность 300 мВт. Все оксидные конденсаторы должны быть рассчитаны на напряжение не менее 10 В, что позволит

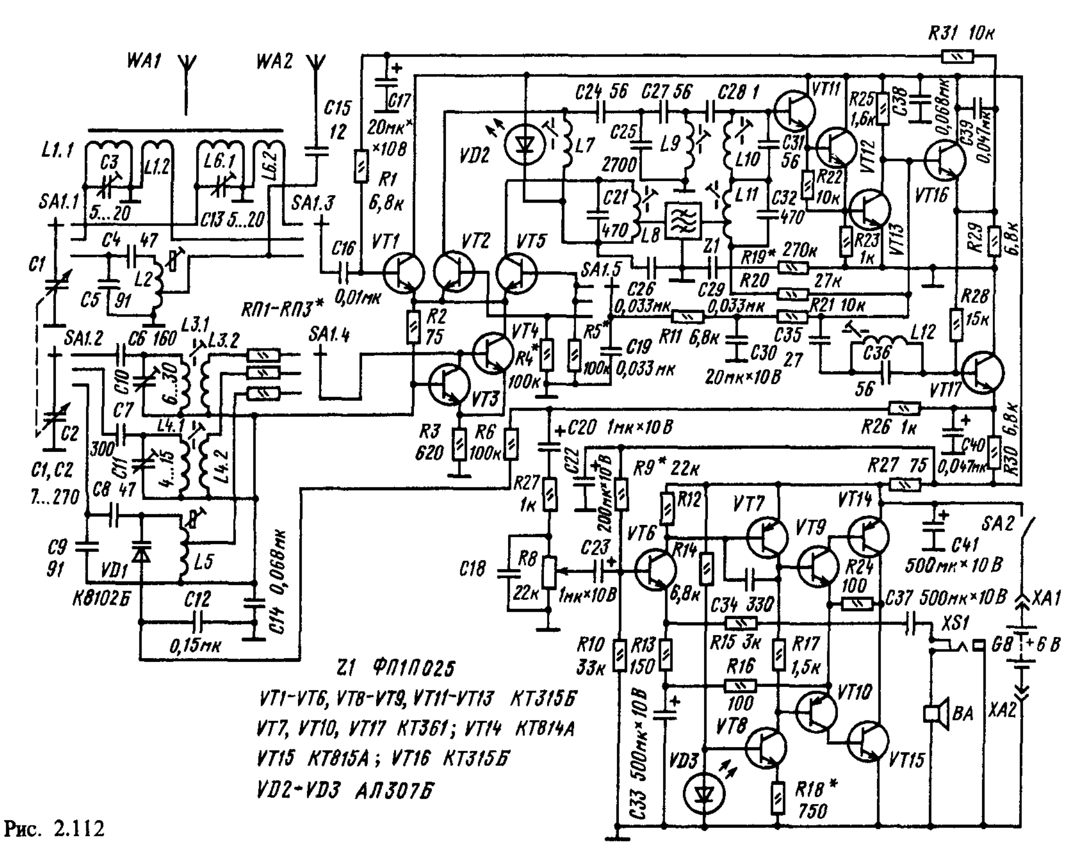


Рис. 2.112

Таблица 2.5. **Намоточные данные контурных катушек**

Обозначение по схеме	Число витков	Провод	Намотка
L1.1	66	ЛЭ7 × 0,07	Рядовая, виток к витку
L1.2	10	ПЭЛШО-0,12	То же, у общего провода L1.1
L2	1,5 + 3,5	ПЭВ2-0,6	Бескаркасная ∅ 5 мм
L3.1	60 × 3	ЛЭ3 × 0,06	
L3.2	21	ПЭЛШО-0,12	
L4.1	35 × 3	ЛЭ3 × 0,06	
L4.2	12	ПЭЛШО-0,12	
L5	2 + 2	ПЭВ2-0,6	То же
L6.1	251	ПВТЛ-0,18	
L6.2	15	ПЭЛШО-0,12	
L7, L9, L10, L12	4 × 3	ПЭЛШО-0,12	
L8, L11	40 × 3	ЛЭ3 × 0,06	

Прнмечание. Катушки L1.1, L1.2, L6.1, L6.2 намотаны на каркасах, размещенных на сердечнике 40ОНН 10 × 200, остальные, кроме L2 н L5,–на трехсекцнонных каркасах и помещены в трубчатые ферритовые сердечники 40ОНН 10 × 7, 1 × 12 с подстроечниками 40ОНН2, 8 × 14.

пнтать прнемник как от четырех элементов «343», так н от двух батарей «3336». Динамическая головка ВА–с сопротнвлением звуковой катушки 6 ... 8 Ом. В случае необходимости для устранення паразитной генерации в гетеродине в цепь катушек связи с контурами гетеродина следует включать резисторы ($R_п$) с сопротивлением 10 ... 100 Ом. Все контуры ПЧ помещены в алюминиевые илн латунные экраны. При наличии мнкросхем 174УН4 или 174УН7 тракт ЗЧ целесообразно выполнять на них.

Стереотюнер УКВ (модуль радиотракта)

На рис. 2.113 прнведена схема УКВ ЧМ радиотракта, пригодного для применения в стереотюнере или в составе музыкального центра. Благодаря электронной настройке и электронному переключенню режимов АПЧ «Моно–стерео» и наличию бесшумной настройкн такой радиотракт удобно выполнять в виде одноплатного модуля, включаемого в тюнере посредством разъема. Применение в блоке УКВ полевых транзисторов позволяет использовать радиотракт на небольшом расстоянии от передающего центра и при значительном уровне помех. При использовании тюнера для приема на предельных расстояннях между блоком УКВ и пьезофильтром Z целесообразно включить дополнительный апериодический каскад усиления на малошумящем транзисторе (КТ368БМ).

Индикатор настройкн–стрелочный прибор на 100 ... 200 мкА, индикатор «Стерео»–светодиод АЛ307А, Б, включенный в проводящем направлении от цепи «+ 12 В» к выводу 7 разъема ХА3. Ручное выключенне АПЧ осуществляется замыканием вывода 12 на корпус (вывод 9), электронное–от устройства блокнровки АПЧ, аналогичного применяемому в блоках СВП-4 цветных телевизоров, путем подачи импульсного напряжения на вывод 11. Конденсаторы С9, С22 и С25–керамические, С24–униполярный оксидный. Постоянная времени цепи R14,C17 = $1 \cdot 10^{-3}$ с, R13 = R14/4. Постоянная времени цепей R17,C19 и R18,C21 = 50 мкс. Для обеспечения минимальных взаимных переходов из каналов А и В резисторы цепей R11–R18 желательно выбирать из 5%-ного ряда, а конденсаторы C12, C13, C1–C21 должны иметь емкости, отличающиеся не более чем на ± 10% от указанного значения.

Катушки контуров намотаны на уннфицированных каркасах и содержат: L1.1–7.5 вигков ПЭВ2 = 0,25 мм; L1.2–7,5 витков ММ 0,5; L2.1–3,25 + 5,25 витков ММ 0,5; L4–0,75 + + 3,5 + 2,5 витков ММ 0,5. Намотка–по резьбе на каркасе, подстроечные сердечнинки–латунные. Катушка L3 содержит 20,5 вигка ПЭВ2-0,12; L5–6 витков ПЭВ2-0,25 (сердечники НН100 2,8 × 14 мм).

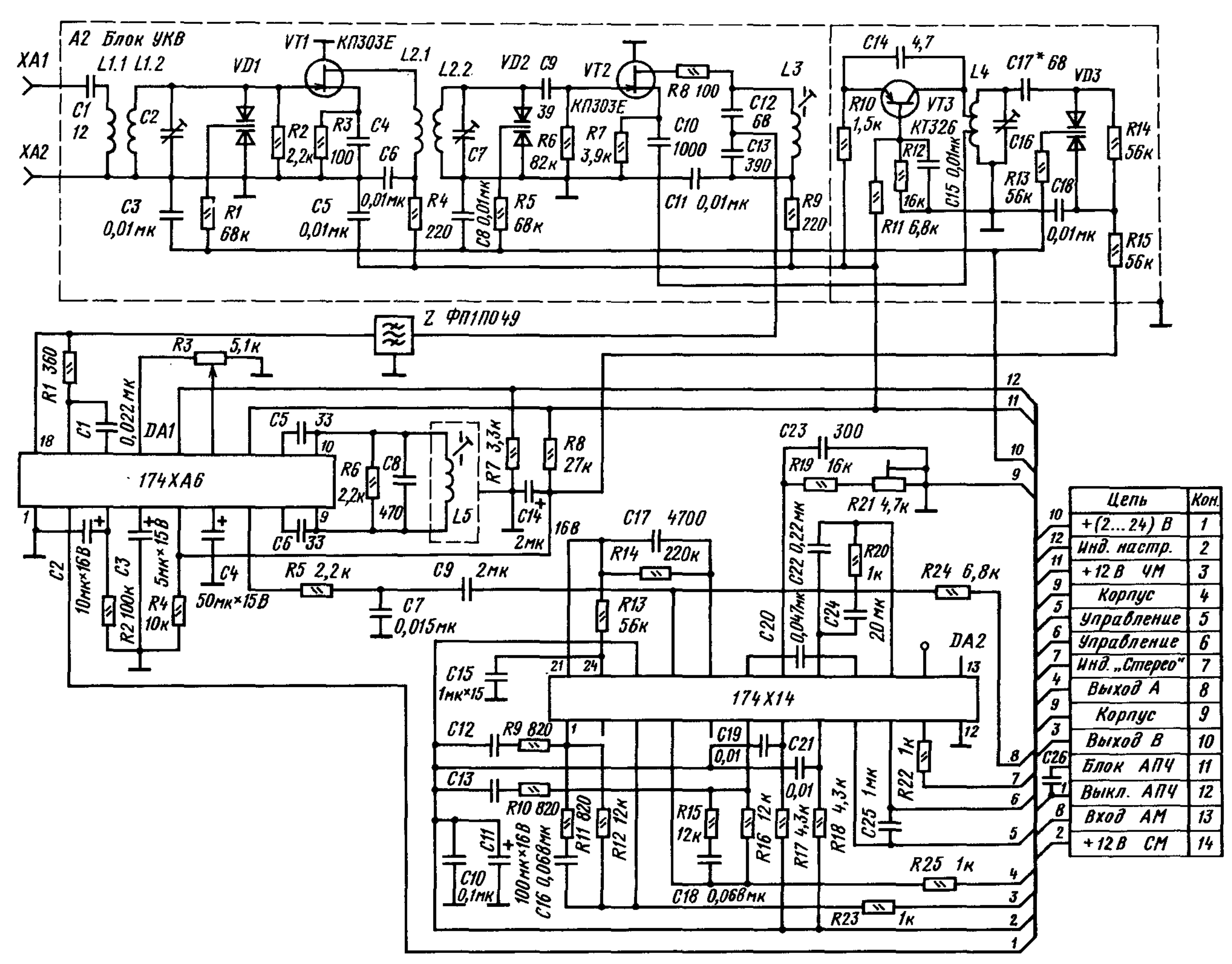
Точное значение частоты поднесущей КСС–31,25 кГц–устанавлнвается потенциометром R21 и измеряется в контрольной точке КТ1 (14 вывод DA2).

Электронно-управляемый модуль радиотракта АМ сигналов

На рис. 2.114 приведена схема радиотракта, пригодного для применения в тюнере в составе музыкального центра, стационарной или переносной магнитолы, а также просто в ПЗВ. Благодаря электронной коммутации диапазонов частот и электронной настройке раднотракт можно выполнить в внде одноплатного съемного модуля, включаемого в состав перечисленных устройств посредством разъема. Особенность радиотракта–электронная коммутация диапазонов–реализуется с помощью попарно включаемых транзисторных ключей: VT1, VT2 для диапазона КВ (5,8 ... 6,2 МГц); VT3, VT4 для диапазона СВ (52 ... 1605 кГц); VT5, VT6 для диапазона ДВ (145 ... 250 кГц).

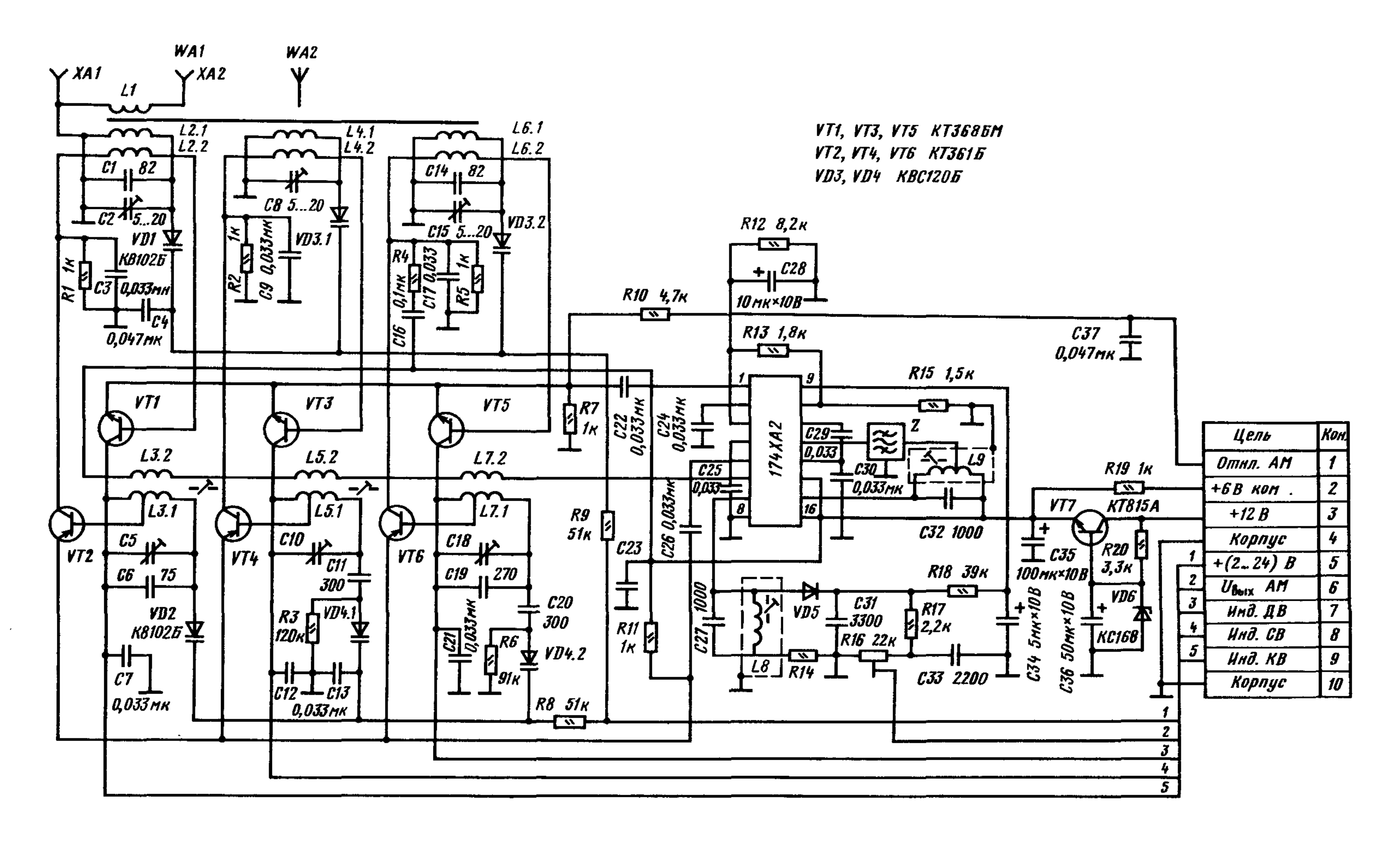
Нужный днапазон включается кратковременной подачей напряжения + 6 В на базу транзисторов VT2, VT4 нли VT6 через резистор R18, который ограничивает ток через индицирующий включенный светодиод (АЛ307Б), расположенный рядом с квазисенсорным переключателем диапазонов или за шкалой настройки. Цепь R4, C16 обеспечнвает приоритетное включенне диапазона ДВ прн включенни напряжения питания. Напряжение снгнала на вход DA1 снимается с резнстора R7 в цепи эмиттера транзистора включенного диапазона.

Благодаря одновременной перестройке входных и гетеродинных контуров их взаимное влияние уменьшается. Цепь ОС в цепи гетеродина образуют последовательно включенные катушки L3.2, L5.2, L7.2. Транзисторы VT2, VT4,



A2 Блок УКВ
XA1
XA2
VT1 КП303Е
VT2 КП303Е
VT3 КТ326
Z ФП1П049
DA1
174ХА6
DA2
174ХИ4
Цепь | Кон.
+(2...24) В | 1
Инд. настр. | 2
+12 В ЧМ | 3
Корпус | 4
Управление | 5
Управление | 6
Инд. „Стерео" | 7
Выход А | 8
Корпус | 9
Выход В | 10
Блок АПЧ | 11
Выкл. АПЧ | 12
Вход АМ | 13
+12 В СМ | 14

Рис. 2.113



VT1, VT3, VT5 КТ368БМ
VT2, VT4, VT6 КТ361Б
VD3, VD4 КВС120Б
WA1
WA2
XA1
XA2
L1
L2.1
L2.2
L4.1
L4.2
L6.1
L6.2
C1 82
C2 5...20
C8 5...20
C14 82
C15 5...20
VD1 КВ102Б
VD3.1
VD3.2
R1 1к
C3 0,033мк
C4 0,047мк
R2 1к
C9 0,033мк
R4 0,1мк
C17 0,033
R5 1к
C16
R10 4,7к
R12 8,2к
C28 10мк×10В
R13 1,8к
C37 0,047мк
R15 1,5к
R7 1к
C22 0,033мк
C24 0,033мк
174ХА2
C29 0,033
Z
L9
C25 0,033
C30 0,033мк
C32 1000
R19 1к
VT7 КТ815А
C35 100мк×10В
R20 3,3к
VT1
VT3
VT5
L3.2
L3.1
L5.2
L5.1
L7.2
L7.1
VT2
VT4
VT6
C5
C6 75
VD2 КВ102Б
C7 0,033мк
C10
C11 300
R3 120к
VD4.1
C12
C13 0,033мк
C18
C19 270
C20 300
C21 0,033мк
R6 91к
VD4.2
R8 51к
R9 51к
C23
C26 0,033мк
R11 1к
C27 1000
L8
VD5
C31 3300
R14
R16 22к
R17 2,2к
R18 39к
C33 2200
C34 5мк×10В
C36 50мк×10В
VD6 КС168
Цепь | Кон
Откл. АМ | 1
+6В ком. | 2
+12 В | 3
Корпус | 4
+(2...24) В | 5
Uвых АМ | 6
Инд. ДВ | 7
Инд. СВ | 8
Инд. КВ | 9
Корпус | 10

Рис. 2.114

VT6 подключают контуры соответствующих диапазонов ко входу гетеродина микросхемы DA1. В приемнике используются контурные катушки диапазонов ДВ и СВ, рассчитанные для работы с КПЕ, емкость которого изменяется в пределах 5 ... 240 пФ (например, от приемника «Хазар-403»). Катушка L1 содержит 4 витка ПЭВ2-0,25; L2.1 – 8 витков ПЭВ2-0,8, шаг 2 мм; L2.2 – 2 витка ПЭВ 0,25 между витками L2.1; L4.1 – 80 витков ПЭВТЛ-1 10 × 0,07; L4.2 – 8 витков ПЭЛШО 0,18; L6.1 – 32 × 9 витков ПЭВТЛ-1 0,18; L6.2 – 20 витков ПЭВТЛ 0,18 (все на ферритовом стержне магнитной антенны марки 400НН длиной 160 и диаметром 8 мм). Катушки L1, L2 располагаются в центре стержня, их подстройка осуществляется перемещением витков. Катушка L3.1 содержит 16 витков ПЭЛО 0,23 с отводом от четвертого витка; L3.2 – 2,5 витка ПЭВТЛ 0,15, намотанных на гладком каркасе диаметром 6 мм и высотой 18 мм с сердечником 100НН 2,8 × 12 мм; L5.1 – 115 + 6 витков ЛЭ 4 × 0,06; L5.2 – 4 витка ПЭВТЛ-1 0,12; L7.1 – 215 + 6 витков ЛЭ 4 × 0,06; L7.2 – 4 витка ПЭВТЛ-1,012 – все на четырехсекционных унифицированных каркасах с подстроечными сердечниками 600НН 2,8 × 12. Катушки контуров ПЧ намотаны на трехсекционных каркасах, размещенных в чашках из феррита марки 600НН с подстроечниками 2,8 × 12 мм. Катушка L8 содержит 24 × 3 витков ПЭВТЛ 0,12; L9 – 24 × 3 витков ПЭВТЛ 0,12 с отводом от 16-го витка.

Число витков от отвода отсчитывается от низкопотенциального конца каждой из катушек. Вместо двух варикапных сборок КВС120Б можно применить одну КВС120А, восстановив один из выводов, разорванных на заводе-изготовителе. Резистор R9 и конденсатор C4 подсоединяют при этом только к варикапу VD1.

При конструировании платы модуля ферритовый стержень магнитной антенны следует располагать так, чтобы в конструкции тюнера или приемника он был в горизонтальном положении, а в стационарном устройстве, например музыкальном центре, был ориентирован в направлении, перпендикулярном азимуту на наиболее часто принимаемые радиостанции. Вместе с модулем радиотракта приема ЧМ сигналов при соответствующей коммутации по питанию модулей можно получить всеволновый тюнер или приемник, дополнив радиотракт УМЗЧ.

2.7. НАЛАЖИВАНИЕ ПЗВ

Под налаживанием ПЗВ в радиолюбительских условиях понимают проверку правильности монтажа и установки радиоэлементов, правильности режимов полупроводниковых приборов и микросхем, устранение обнаруженных дефектов, а также регулировку режимов, подстройку и сопряжение настроек контуров.

В процессе монтажных работ необходимо тщательно проверить (визуально и с помощью омметра) правильность всех соединений в соответствии со схемой, полярность включения оксидных конденсаторов, соответствие их рабочего напряжения напряжению питания, отсутствие утечек, замыканий между обмотками трансформаторов, ФПЧ и других контуров, отсутствие соприкосновений неизолированных выводов деталей между собой и с другими токоведущими элементами, отсутствие затеков олова между дорожками печатных плат и т. п. При использовании комбинированных ампервольтомметров (тестеров) в режиме «Омметр» следует помнить, что у большинства приборов такого типа отрицательный полюс внутренней батареи соединен с выводом прибора, обозначенным знаком « + ».

При первом включении налаживаемого устройства следует принимать меры предосторожности: в цепь питания включить амперметр с пределом измерения тока, существенно превышающим предполагаемый ток потребления, причем так, чтобы можно было мгновенно выключить напряжение питания. При нормальном токе потребления амперметр из цепи питания исключают. Измерение режимов транзисторов и микросхем проводят вольтметром с внутренним сопротивлением не менее 10 ... 20 кОм/В. При измерении напряжений на выводах микросхем следует избегать их замыканий посредством измерительного щупа прибора.

Налаживание простых приемников прямого усиления, как правило, сводится к укладке единственного перестраиваемого контура в необходимый диапазон частот. В качестве ориентира при отсутствии генератора сигналов (ГС) можно использовать мощные радиостанции с известной частотой излучения, которую можно определить по шкале ПЗВ промышленного изготовления. В случае искаженного приема сигналов радиостанций, сопровождающегося свистом или шипением, необходимо устранить самовозбуждение в одном из каскадов приемника путем устранения паразитных связей между каскадами УРЧ, УЗЧ и детектора, включением дополнительных развязывающих конденсаторов в цепях питания и т. п. (§ 2.5).

В приемниках прямого усиления с числом контуров более одного необходимо проводить сопряжение настроек всех одновременно перестраиваемых контуров. Для этого первоначально укладывают границы перестройки контура на входе детекторного каскада, а затем в точках, близких к границам диапазона, подстраивают остальные контуры, пересоединяя сигнал от сигнал-генератора все ближе и ближе ко входу приемника. Подстройка сопрягаемых контуров проводится индуктивностью на нижнем участке частотного диапазона и емкостью на верхнем по максимуму сигнала на выходе приемника. При наличии АРУ уровень входного сигнала по мере уточнения настройки сопрягаемого контура следует уменьшать, так чтобы действие АРУ не влияло на выходное напряжение. Генератор сигналов ко входу какого-либо каскада ПЗВ следует подсоединять через конденсатор емкостью 0,05 ... 0,1 мкФ во избежание изменения его режима по постоянному току.

В супергетеродинных приемниках вначале сопрягают настройки контуров ПЧ, настраивая каждый из них точно на ПЧ (0,465; 1,84; 10,7 МГц) способом, аналогичным описанному ранее. При применении в УПЧ пьезокерамических или иных фильтров настройку других контуров ПЧ сопрягают с ними.

Кроме настройки тракта УПЧ в супергетеродинном приемнике необходимо провести сопряжение настроек входного и гетеродинного контуров.

Первоначально устанавливают границы принимаемых частот в соответствии с рекомендациями ГОСТ 5651 – 82 (§ 2.1) подстройкой соответствующих элементов в контурах гетеродина каждого из диапазонов. При этом нужно следить за тем, чтобы частота входного сигнала от ГС была ниже частоты гетеродина; это особенно важно в диапазоне КВ при низкой $f_{пч}$ = 0,465 МГц, где «верхнюю» и «нижнюю» настройки легко перепутать. Затем подгоняют настройку входных контуров к соответствующим частотам приема сигнала ГС. Для приемников с внешней антенной ГС подключают ко входу через эквивалент антенны. Приемники с магнитными антеннами связывают с ГС по полю, которое создают с помощью витка связи или специальной рамки (рис. 2.115). Сопряжение входных контуров проводят методом последовательных приближений, подстраивая их элементы на двух частотах каждого диапазона несколько раз (три-четыре). Настройку начинают с нижнего конца диапазона частот, поставив подстроечный конденсатор в среднее положение на частотах точного сопряжения:

	Настройка индуктивностью	Настройка емкостью
ДВ	160	250 (400) кГц
СВ	560	1400 кГц
КВ	4	11,8 МГц

В приемниках ЧМ сигналов нужно правильно формировать АЧХ УПЧ и детектора, а также необходимо двухточечное сопряжение настроек входных и гетеродинных контуров.

Сопряжение настроек в диапазоне УКВ в приемниках третьей и второй групп сложности достаточно проводить на одной частоте 69 МГц.

Настройку тракта УПЧ ЧМ, как, впрочем, и УПЧ АМ, целесообразно проводить с помощью генератора качающейся частоты с панорамным индикатором, например Х1-7, Х1-4. По изображению на индикаторе формируется полоса пропускания тракта УПЧ, а также линейность и

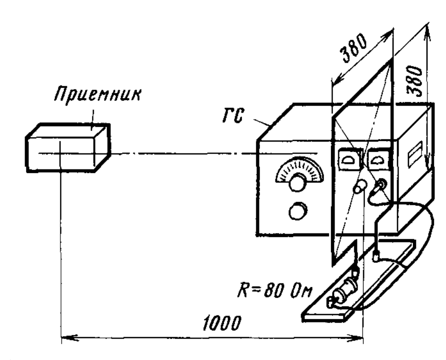


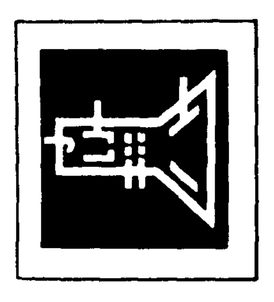
Рис. 2.115

симметричность S-образной характеристики частотного детектора.

Дополнительной особенностью обладают УКВ ЧМ стерео ПЗВ со стереодекодерами. Отсутствие генераторов стереосигналов приводит к необходимости регулировки стереодекодеров по КСС, принимаемому радиотрактом. В стереодекодерах с контурами восстановления поднесущей частоты регулируется настройка контура ВПЧ и формируется его частотная характеристика установлением необходимой добротности, равной 100. Предварительную настройку контура на частоте 31,25 кГц проводят по сигналу звукового генератора. Регулировку добротности осуществляют так, чтобы напряжение уровня поднесущей частоты при замкнутом контуре ВПЧ было точно в 5 раз меньше, чем при включенном.

В стереодекодерах без контура ВПЧ регулировка сводится к установлению частоты RC-генератора так, чтобы после ее деления в делителях частоты на контрольном выходе было точное значение 31,25 кГц.

Регулировку приемников ЧМ с синхронным детектором осуществляют как и регулировку приемников прямого усиления, с той лишь разницей, что проверяют работу ФАПЧ, изменяя режим работы соответствующих каскадов по постоянному току до получения максимальной полосы захвата, и обеспечивают устойчивую генерацию гетеродина во всем принимаемом диапазоне частот подгонкой режима по постоянному и переменному токам.



ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ПРИЕМ

РАЗДЕЛ 3

Содержание

3.1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Структурная схема черно-белого телевизора

Приемный тракт современных телевизоров выполняют по супергетеродинной схеме. В этом тракте сигналы звукового сопровождения в подавляющем большинстве телевизоров выделяются на выходе видеодетектора и для их усиления используют часть каскадов канала изображения (так называемая одноканальная схема).

Типовая структурная схема телевизионного приемника черно-белого изображения приведена на рис. 3.1.

В приемном тракте телевизора смеситель и гетеродин вместе с УРЧ и переключателем, осуществляющим все переключения при переходе с приема одного телевизионного канала на другой, конструктивно объединяют в отдельный блок – селектор каналов. Телевизоры, рассчитанные на прием телевизионных программ не только на 12-и каналах МВ, но и в диапазоне ДМВ (табл. 3.1), снабжают дополнительным блоком – селектором

Таблица 3.1. **Телевизионные каналы, используемые в СССР**

Номер канала	Частотные границы канала, МГц	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звукового сопровождения, МГц
МВ			
1	48,5...56,5	49,75	56,25
2	58...66	59,25	65,75
3	76...84	77.25	83,75
4	84...92	85,25	91,75
5	92...100	93,25	99,75
6	174...182	175,25	181,75
7	182...190	183,25	189,75
8	190...198	191,25	197,75
9	198...206	199,25	205,75
10	206...214	207,25	213,75
11	214...222	215,25	221,75
12	222...230	223,25	229,75
ДМВ			
21	470...478	471,25	477,75
22	478...486	479,25	485,75
23	486...494	487,25	493,75
24	494...502	495,25	501,75
25	502...510	503,25	509,75
26	510...518	511,25	517,75
27	518...526	519,25	525,75

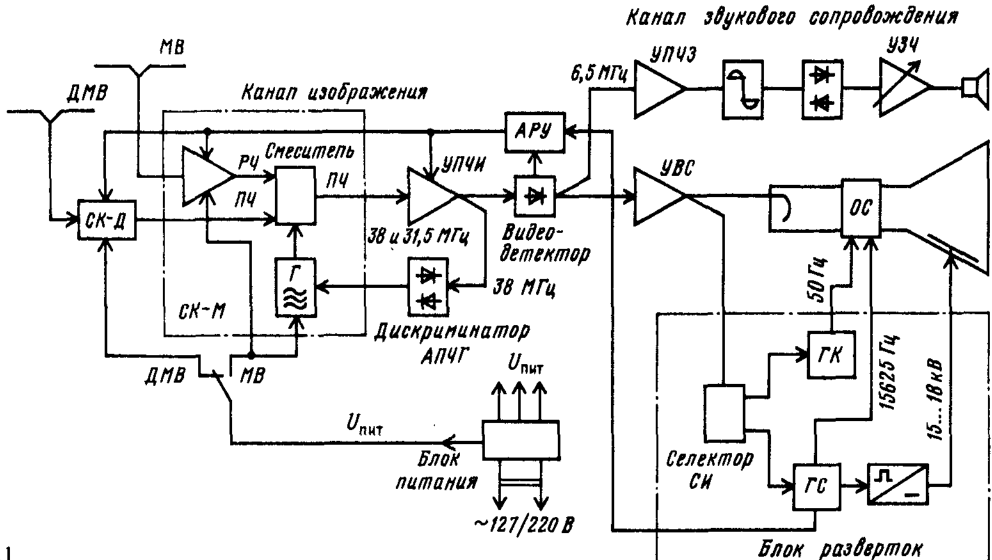


Рис. 3.1

Окончание табл. 3.1

28	526...534	527,25	533,75
29	534...542	535,25	541,75
30	542...550	543,25	549,75
31	550...558	551,25	557,75
32	558...566	559,25	565,75
33	566...574	567,25	573,75
34	574...582	575,25	581,75
35	582...590	583,25	589,75
36	590...598	591,25	597,75
37	598...606	599,25	605,75
38	606...614	607,25	613,75
39	614...622	615,25	621,75
40	622...630	623,25	629,75
41	630...638	631,25	637,75
42	638...646	639,25	645,75
43	646...654	647,25	653,75
44	654...662	655,25	661,75
45	662...670	663,25	669,75
46	670...678	671,25	677,75
47	678...686	679,25	685,75
48	686...694	687,25	693,75
49	694...702	695,25	701,75
50	702...710	703,25	709,75
51	710...718	711,25	717,75
52	718...726	719,25	725,75
53	726...734	727,25	733,75
54	734...742	735,25	741,75
55	742...750	743,25	749,75
56	750...758	751,25	757,75
57	758...766	759,25	765,75
58	766...774	767,25	773,75
59	774...782	775,25	781,75
60	782...790	783,25	789,75

каналов ДМВ. Этот блок может входить в конструкцию телевизора, быть объединенным с селектором каналов МВ или выполняться в виде отдельной приставки.

Основное усиление принятых сигналов производится в УПЧИ, на выходе которого имеется видеодетектор.

В приемном тракте видеодетектор выполняет роль смесителя для несущих ПЧ звука и изображения. На его выходе образуется сигнал, равный разности между несущими ПЧ изображения и звука, т.е. 38 – 31,5 = 6,5 МГц. Так как одна из несущих ПЧ модулирована по амплитуде, а другая – по частоте, то разностная частота оказывается промодулированной не только по амплитуде, но и по частоте (6,5 МГц ± 75 кГц). Разностная частота, являющаяся второй ПЧ звука, выделяется на выходе видеодетектора (или видеоусилителя) с помощью фильтра, настроенного на частоту 6,5 МГц, а затем усиливается, ограничивается и детектируется ЧМ детектором.

При таком построении приемного тракта сигналы звукового сопровождения принимаются с двойным преобразованием частоты, а вместо сигнала второго гетеродина используется несущая ПЧ изображения. Для уменьшения помехи на изображении со стороны сигналов звукового сопровождения амплитуда разностной частоты на выходе видеодетектора должна быть в 10–20 раз меньше амплитуды видеосигнала. Участок АЧХ УПЧИ, на котором расположена несущая ПЧ звукового сопровождения, должен быть горизонтальным в пределах нескольких сотен килогерц, чтобы вредная амплитудная модуляция разностной частоты отсутствовала.

Принятое изображение воспроизводится на экране кинескопа. В современных телевизорах используют кинескопы с отклонением электронного луча магнитным полем. В блоке синхронизации и разверток телевизора вырабатываются пилообразные переменные электрические токи строчной (15 625 Гц) и кадровой (50 Гц) частоты, которые поступают в отклоняющую систему (ОС) кинескопа (рис. 3.1). В ОС эти токи преобразуются в магнитные поля, под действием которых луч в кинескопе перемещается по экрану слева направо и сверху вниз, последовательно развертывая изображение. На модулятор кинескопа из приемного тракта телевизора подается телевизионный сигнал, который модулирует по яркости луч, создающий изображение.

Импульсы для синхронизации генераторов пилообразных токов в блоке разверток выделяются из полного телевизионного сигнала амплитудным селектором.

Напряжения, необходимые для питания транзисторов и микросхем телевизора, вырабатываются в блоке питания, который содержит выпрямители (или батареи) и преобразователь напряжения в переносных телевизорах. Высокие напряжения для питания кинескопа вырабатываются дополнительным выпрямителем, на который подаются импульсы напряжения от генератора строчной развертки.

Конструируя черно-белый телевизор, радиолюбителям следует использовать блоки и модули от унифицированных телевизоров промышленного производства.

Структурная схема цветного телевизора

Кинескоп цветного телевизора. В современном цветном кинескопе имеются три электронных прожектора, расположенных дельтаобразно (по углам равностороннего треугольника) или планарно (по прямой линии), и экран в виде мозаики из сотен тысяч пятен или полос люминофоров красного, зеленого и синего свечения R, G, B. Траектории лучей в масочном цветном кинескопе с дельтаобразным и планарным расположением пушек показаны соответственно на рис. 3.2 и 3.3. Чередующиеся по цвету пятна мозаики образуют триады – группы из трех пятен.

Три электронных прожектора, каждый из которых состоит из подогревателя, катода, модулятора, ускоряющего и фокусирующего электродов, создают три электронных луча R, G, B. Перед экраном расположена цветоделительная маска – тонкий металлический лист с круглыми (рис. 3.2) или щелевидными (рис. 3.3) отверстиями с поперечником около 0,25 мм, число которых достигает 550 000. Проходя через отверстия маски, каждый из трех лучей благодаря фиксированному наклону прожектора попадает лишь на

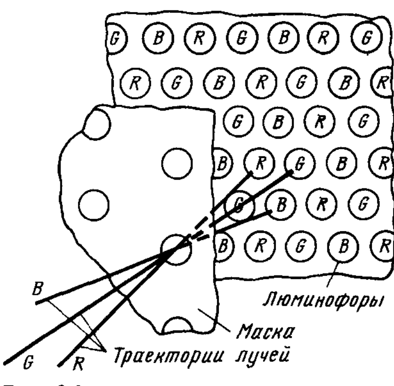


Рис. 3.2

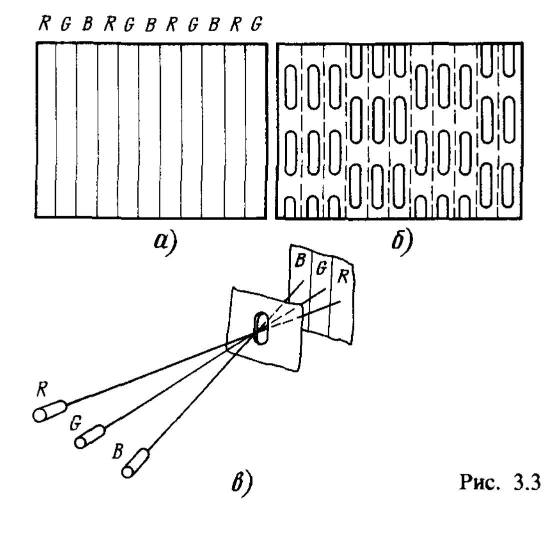


Рис. 3.3

пятна или полосы люминофора «своего» цвета и возбуждает их. Достаточная яркость свечения люмннофоров достигается при напряжении на втором аноде до 25 кВ и токе каждого из лучей 300 ... 400 мкА.

Токи электронных лучей устанавливают так, чтобы без сигнала цветности $E_{цв}$ суммарный цвет свечения экрана был белым. При приеме одного сигнала яркости E_Y изображение выглядит неокрашенным. Под действием сигналов цветности $E_{цвR} + E_{цвG} + E_{цвB} = E_{цв}$, модулирующих три прожектора, возникают различия в интенсивности свечения люминофоров и изображение окрашивается. При приеме черно-белых программ канал цветности цветного телевизора выключается.

Структурная схема. Селектор каналов, УПЧИ, видеодетектор и канал звукового сопровождения приемного тракта цветного телевизора аналогичны функциональным узлам приемного тракта черно-белого телевизора. Поэтому при конструировании цветных телезизоров можно использовать селекторы каналов и приемно-усилительные блоки от черно-белых телевизоров.

Блок разверток цветного телевизора сложнее. Из-за большего диаметра горловины трехлучевого кинескопа для работы отклоняющей системы требуется большая мощность, для этого необходимо более высокое (20 ... 25 кВ) и стабильное ускоряющее напряжение. Кроме того, нужен отдельный выпрямитель, дающий 3 ... ... 6 кВ на фокусирующий электрод кинескопа. Блок разверток цветного телевизора следует конструировать с применением нормализованных деталей.

Особенностью цветного телевизора является наличие в нем электромагнитной системы сведения лучей и канала цветности, содержащего устройства, декодирующие сигнал цветности. Пример структурной схемы цветного телевизионного приемника и его конструкции приведены далее на рис. 3,53, 3,54: 1 – блок управления (А4); 2 – плата согласования; 3 – блок СВП-4-1; 4 – задняя стенка телевизора; 5 – блок трансформатора БТ-11 (А12); 6 - блок обработки сигналов БОС-2 (А1); 7 – блок СК-В-1; 8 – плата кинескопа (А5); 9 – блок питания БП-11 (А2); 10 – регулятор сведения РС-90-3 (А14); 11 – отклоняющая система ОС-90, 38ПЦ12 (А6); 12 – умножитель УН 8,5/25 = 1,2А; 13 – блок разверток БР-11 (А3); 14 – блок сведения БС-11 (А13); 15 – радиатор тиристоров н диодов прямого и обратного хода; 16 – экран кинескопа (А7); 17 – плата с элементами цепи размагничивания.

Канал цветности (рис. 3.4). Сигналы яркости E_Y и цветности $E_{цв}$ разделяются после первого видеоусилителя. С его выхода цветовые поднесущие f_R и f_B поступают на полосовой усилитель, выход которого соединен со входом II электронного коммутатора непосредственно и с входом I через ультразвуковую линию задержки. Линия задержки задерживает сигналы f_R и f_B на время передачи одной строки изображения (64 мкс). Поэтому сигналы f_R и f_B возникают на входах I и II коммутатора одновременно. При приеме сигнала f_B вход I соединяется с выходом IV и вход II – с выходом III, а при приеме сигнала f_R вход I соединяется с выходом III, а вход II – с выходом IV. В результате на выходе III всегда имеется только сигнал f_B, а на выходе IV – только сигнал f_R.

Коммутатор управляется импульсами полустрочной частоты в форме меандра, поступающими от генератора коммутирующих импульсов. Начальная фаза импульсов этого генератора устанавливается цепью опознавания и выключения цвета, которая, кроме того, закрывает усилители поднесущих при приеме цветным телевизором черно-белой программы (когда в полном сигнале отсутствуют поднесущие f_B и f_R). С выходов коммутатора сигналы f_B и f_R поступают на ограничители, а затем усиливаются и подаются на входы частных детекторов. Здесь сигналы f_B и f_R демодулируются и на выходе детекторов появляются цветоразностные сигналы E_{B-Y} и E_{R-Y}. Так как вместо сигнала E_{B-Y} передается сигнал обратной полярности E_{Y-B}, то наклон характеристики частотного детектора этого сигнала противоположен наклону характеристики детектора сигнала E_{R-Y}.

Сигналы E_{B-Y} и E_{R-Y} усиливаются в видеоусилителях, где осуществляется коррекция видеочастотных предыскажений, и поступают в

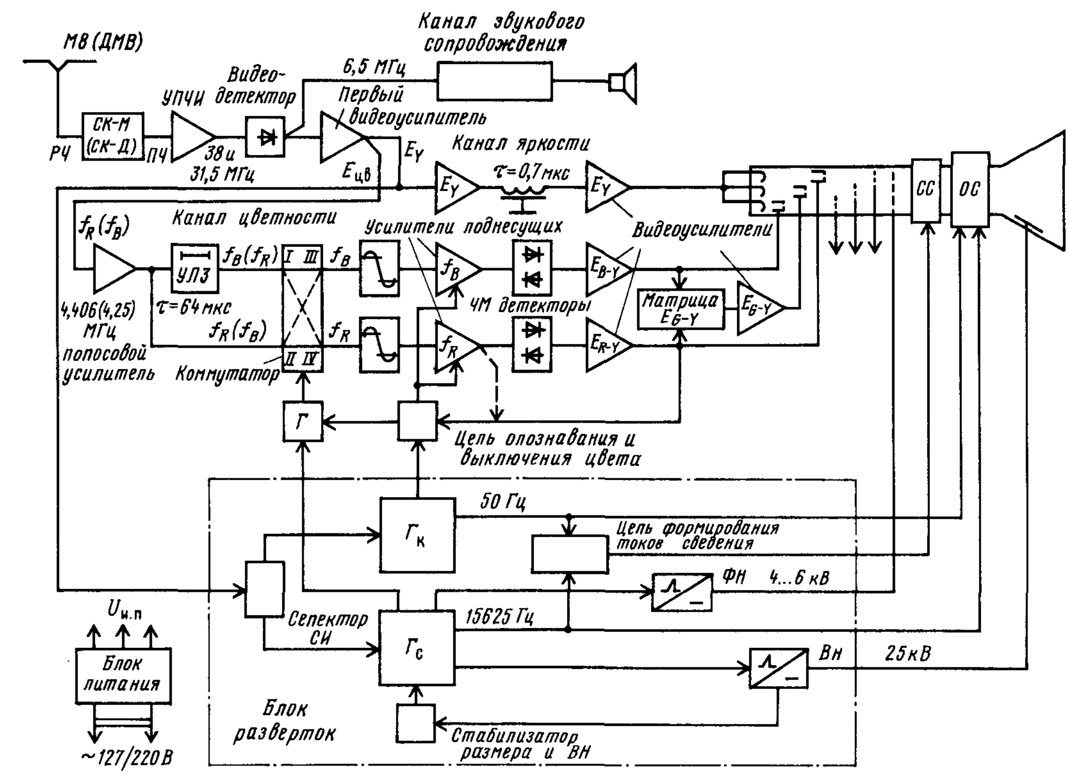


Рис. 3.4

матрицу, где формируется сигнал E_{G-Y}, который также усиливается видеоусилителем.

Кроме сигнала от деталей изображения на выходе видеоусилителя E_{R-Y} появляются сигналы опознавания, которые подаются на цепь опознавания и выключения цвета. Эта цепь может содержать частотный детектор, и тогда на нее вместо сигнала E_{R-Y} подается сигнал f_R.

Полученные на выходе канала цветности сигналы E_{B-Y}, E_{G-Y} и E_{R-Y} поступают на модуляторы прожекторов кинескопа. Одновременно на катоды прожекторов поступает яркостный сигнал E_Y с выхода видеоусилителя яркостного канала. В кинескопе происходит вычитание сигнала E_Y из сигналов E_{B-Y}, E_{G-Y} и E_{R-Y} (матрицирование), прожекторы оказываются промодулированными сигналами цветности E_B, E_G и E_R на экране воспроизводится цветное изображение.

В современных полупроводниково-интегральных телевизорах матрицирование (вычитание) сигнала E_Y из сигналов E_{B-Y}, E_{G-Y} и E_{R-Y} производится не при модуляции кинескопа всеми этими сигналами, а в отдельном матричном устройстве, имеющемся в канале цветности. Полученные на выходе этого устройства сигналы E_B, E_R и E_G усиливаются в трех видеоусилителях и используются для модуляции трех пушек кинескопа по цепи катодов или модуляторов. Амплитуда сигналов E_B, E_R и E_G, необходимая для полной модуляции кинескопа, оказывается меньшей, чем у сигналов E_{B-Y}, E_{R-Y} и E_{G-Y}, что очень важно, когда в оконечных каскадах канала цветности применяются транзисторы.

Канал яркости (рис. 3.4). Он содержит линию задержки, в которой сигнал E_Y задерживается на время 0,6 ... 0,8 мкс. Это необходимо для того, чтобы сигнал E_Y и запаздывающие сигналы цветности от одной и той же детали изображения одновременно модулировали прожекторы кинескопа. Из-за запаздывания сигналов цветности, усиливаемых в канале, полоса пропускания которого уже полосы канала яркости (1,5 и 6 МГц соответственно), краски на экране кинескопа могут сдвинуться относительно контуров деталей изображения.

При конструировании цветного телевизора радиолюбителям целесообразно использовать блоки и модули от унифицированных телевизоров промышленного производства.

Параметры телевизионных приемников

В зависимости от технических характеристик телевизионные приемники разделяются на стационарные с размером диагонали экрана не менее 50 см и переносные с размером диагонали экрана не более 45 см. Они должны принимать сигналы телецентров, работающих в каналах диапазонов МВ и ДМВ (табл. 3.1). В телеви-

зионных приемниках с электронной настройкой каналы группируются в диапазоны: I – каналы 1 и 2; II каналы 3–5; III – каналы 6–12; IV и V каналы 21–60. Для обеспечения приема в IV и V диапазонах во всех телевизионных приемниках должна быть предусмотрена возможность установки блоков СК-Д. Значения ПЧ приняты: для сигналов изображения – 38,0 МГц, для сигналов звука – 31,5 МГц.

У стационарных телевизоров нестабильность частоты гетеродина от прогрева должна быть не более ±300 кГц, а при изменении напряжения питания от +5 до −10% – не более ±200 кГц. У переносных телевизоров в диапазонах I–III нестабильность частоты гетеродина как от прогрева, так и при изменении напряжения питания в тех же пределах не должна превышать ±300 кГц,

Таблица 3.2. **Основные параметры телевизоров черно-белого изображения**

Параметр	Норма для стационарных телевизоров	Норма для переносных телевизоров
Размер экрана кинескопа по диагонали, см	Не менее 50	Не более 45
Чувствительность тракта изображения, мкВ (дБ/мВт), не хуже:		
а) ограниченная шумом:		
I–III диапазоны	100 (−69)	
IV–V диапазоны	140 (−66)	
б) ограниченная синхронизацией:		
I–III диапазоны	55 (−74)	
IV–V диапазоны	90 (−70)	
Чувствительность тракта звукового сопровождения, ограниченная шумами мкВ (дБ/мВт), не хуже:		
I–III диапазоны	55 (−74)	
IV–V диапазоны	110 (−68)	
Избирательность, дБ не менее:		
а) в точке 1,5 МГц	40	30
в полосе ниже 1,5 МГц	38	28
б) в точке 8 МГц	45	30
в полосе выше 8 МГц	Снижение на 6 дБ/МГц	
Эффективность АРУ:		
изменение сигнала на входе, мВ	0,2...50	
изменение сигнала на входе, дБ:	3	
Максимально допустимый входной сигнал, мВ (дБ/мВт), не менее:	87 (−10)	
Разрешающая способность в центре экрана (на краях) линий, не менее:		
по горизонтали	500 (−50)	450 (−50)
по вертикали	550 (−50)	450 (−50)
Нелинейность растра по горизонтали и по вертикали, %, не более	±10	±12
Нестабильность размеров изображения, %, не более:		
от прогрева	5	5
от изменения напряжения питания от +5 до −10%	6	6
Номинальная выходная мощность (для телевизоров с размером экрана 50 см)	2 (1)	По ТУ
Частотная характеристика тракта звукового сопровождения по звуковому давлению (при неравномерности не более 14 дБ), Гц, не хуже:	100...10000	По ТУ
Коэффициент гармоник канала звукового сопровождения по электрическому напряжению при номинальной мощности, %, не более:	4	По ТУ
Уровень акустического шума (для телевизоров с экраном менее 40 см), дБ, не более	40 (по ТУ)	40 (по ТУ)

а в диапазонах IV и V в зависимости от конкретного типа телевизора нормы утверждаются дополнительно. Частота следования кадров и полей установлена равной соответственно 25 и 50 Гц, частота разложения по строкам 15 625 Гц. Длительность обратного хода луча по вертикали и горизонтали должна составлять не более 5% от периода кадровой развертки и не более 22% от периода строчной развертки.

Основные параметры черно-белых телевизоров приведены в табл. 3.2.

Для всех черно-белых телевизоров:

номинальное сопротивление ВЧ входной асимметричной цепи должно составлять 75 Ом, а коэффициент отражения в этой цепи не более 0,5;

уровень поля излучения гетеродина на расстоянии 3 м от телевизора на основных частотах и гармониках I–III диапазонов не должен составлять более 500 мкВ/м, а на основных частотах III–V диапазонов не более 1000 мкВ/м;

избирательность по ПЧ в полосе 31,25 ... ...39,25 МГц на I диапазоне должна быть не хуже 40 дБ, а на II–V диапазонах – 50 дБ; избирательность по зеркальному каналу на I–III диапазонах должна быть не хуже 45 дБ, а на IV–V диапазонах – 50 дБ (с селектором каналов с механической настройкой) и – 30 дБ (с селектором каналов с электронной настройкой);

геометрические искажения растра типов «бочка», «подушка», «трапеция», «параллелограмм» не должны превышать 3%;

синхронизация не должна нарушаться при изменении напряжения полного телевизионного сигнала в пределах регулировки контрастности и при изменении напряжения сети ±10%;

должно отсутствовать яркое пятно на экране после выключения телевизора;

должна быть возможность подключения телефонов как при включенных, так и при выключенных громкоговорителях;

телевизоры должны подключаться к сети напряжением 220 В и сохранять работоспособность при изменениях напряжения питания от +5 до −10%, а переносные телевизоры должны, кроме того, иметь возможность подключаться к автономному источнику питания напряжением 12 В.

Для стационарных телевизоров необходимо обеспечить: наличие на модуляторе кинескопа постоянной составляющей сигнала, автоматическую (АПЧГ) и ручную подстройку частоты гетеродина; регулировку тембра по низким и высоким частотам; подключение магнитофона для записи звукового сопровождения; возможность управления как с помощью проводного, так и беспроводного ПДУ. Для телевизоров с диагональю экрана 50 см необходимо обеспечить выполнение этих же требований, но в них могут отсутствовать регулировка тембра, АПЧГ и возможность подключения ПДУ. В переносных телевизорах выполнение перечисленных требований необязательно, зато обязательным является наличие встроенной или прикладываемой в комплект антенны и ручки для переноса.

Цветные телевизоры так же, как и черно-белые, разделяются на стационарные (с диагональю экрана не менее 50 см) и переносные (с диагональю экрана не более 45 см). Основные их параметры, за исключением искажений растра при работе от несинхронной сети, разрешающей способности, максимальной яркости свечения, контрастности в крупных деталях, номинального напряжения при автономном питании и потребляемой мощности, должны быть такими же, как и у стационарных и переносных черно-белых телевизоров. Кроме того, у всех цветных телевизоров нелинейные искажения сигнала яркости могут быть не более 20%, нелинейные искажения сигналов цветности – не более 10%. Расхождение сигналов цветности и яркости у стационарных телевизоров – не более ±150 нс, у переносных – не более ±200 нс. Максимальная погрешность сведения лучей на краях экрана у стационарных телевизоров может достигать 1,1% от высоты рабочей части экрана, а у переносных – 1,5%. Причем для телевизоров с применением кинескопов с самосведением лучей эта норма устанавливается в соответствии с ТУ на конкретный тип кинескопа. Геометрические фоновые искажения при работе от несинхронной сети у стационарных телевизоров не более 0,3%, у переносных – 0,4%. В стационарных и в переносных цветных телевизорах необходимо обеспечить: передачу или восстановление постоянных составляющих сигналов яркости и цветности, автоматическое выключение канала цветности при приеме черно-белого изображения; ручное выключение и включение лучей кинескопа; автоматическое размагничивание кинескопа при включении; наличие баланса белого при изменении уровня выходных сигналов цветности в пределах работы регуляторов этих сигналов при включенном канале цветности, при включении и выключении цветовой поднесущей, а также при изменении напряжения питания от номинального в пределах от +5 до −10%; сохранение устойчивости цветовой синхронизации при переключении с любого канала на канал с цветным изображением, при изменении уровня выходных сигналов цветности в пределах работы регулятора этих сигналов, при воздействии синусоидальной помехи, а также при изменении напряжения питания от номинального на ±10%.

В стационарных телевизорах необходимо иметь автоматическое выключение контура режекции поднесущих при приеме черно-белого изображения и ручное выключение канала цветности. В переносных телевизорах выполнение этих двух требований необязательно. Как в стационарных, так и в переносных телевизорах регулировка цветового тона необязательна. Такие параметры, как подавление несущей звукового сопровождения, разрешающая способность, максимальная яркость свечения, контрастность в крупных деталях, перекрестные искажения сигналов цветности, нестабильность размеров изображения при изменении тока луча кинескопа, максимальная выходная мощность канала звукового сопровождения, среднее звуковое давление, коэффициент гармоник сигнала звукового сопровождения по звуковому давлению, неравномерность характеристики верности канала звукового сопровождения телевизора при записи звукового сопровождения на магнитофон, номинальное напряжение питания и потребляемая мощность, нормируются в ТУ на конкретный тип цветного телевизора.

Определение основных параметров телевизора по универсальной испытательной таблице

Для субъективного и объективного контроля основных параметров телевизоров и параметров черно-белого и цветного (по системе СЕКАМ) телевизионных изображений применяется универсальная электрическая испытательная таблица – УЭИТ, которая позволяет контролировать и корректировать следующие параметры:

формат изображения;

устойчивость синхронизации и частоту разверток;

растровые (геометрические) искажения;

четкость изображения;

воспроизведение градаций яркости;

тянущиеся продолжения и повторы из-за отраженных сигналов в антенне и фидере;

правильность чересстрочной развертки;

установку уровня черного;

установку центровки изображения;

совмещение (сведение лучей) трех изображений;

динамический баланс белого;

установку нулей частотных детекторов;

цветовые переходы;

соответствие уровней яркостного и цветораз-

ностных сигналов на управляющих электродах приемной трубки;

временное совпадение яркостного и цветоразностных сигналов.

Универсальная электронная испытательная таблица (УЭИТ) (рис. 3.5) имеет прямоугольную форму с отношением ширины к высоте 4:3. Отклонение ее от прямоугольной формы позволяет контролировать геометрические искажения телевизионного растра. Таблица имеет обрамление из чередующихся черно-белых (соответственно уровня черного и белого) прямоугольников в горизонтальных рядах 1 и 20 и в вертикальных а и э минимальной и максимальной яркости. Они используются для контроля работы амплитудных селекторов синхроимпульсов (устойчивости синхронизации) в телевизорах и видеоконтрольных устройствах (ВКУ). При неправильной работе селектора вертикальные линии на экране становятся ломаными. О максимальном размахе сигнала изображения можно судить, производя осциллографический контроль сигнала, соответствующего строкам обрамления УЭИТ.

Испытательная таблица имеет сетку из 17 горизонтальных и 25 вертикальных белых линий. Сетка служит для контроля линейности разверток, сведения лучей цветного кинескопа и искажений в виде многоконтурности (повторов). Для проверки искажений в виде многоконтурности может использоваться также темная вертикальная линия на белом прямоугольнике (квадрат 10, е). Горизонтальные белые линии образуются в результате засветки двух соседних строк. Вертикальные линии сетки создаются импульсами длительностью, равной двум элементам разложения телевизионного изображения.

Участки 10, е–х и 11, е–х предназначены для проверки искажений в виде тянущихся продолжений.

Горизонталь 13 служит для проверки яркостной горизонтальной четкости. На ней находятся семь групп черно-белых штрихов, которым соответствуют сигналы частот 3; 4,5; 5,5; 4,5 и 3 МГц. Частотам 3; 4,5 и 5,5 МГц соответствует примерно 330, 440 и 550 линий четности, определяемой по таблице ТИТ 0249. На экране цветного телевизора эти черно-белые штрихи приобретают дополнительную окраску, создаваемую сигналами от них, попадающими в канал цветности.

В участках 3,4 гд и цч; 17, 18, гд и цч расположены вертикальные черно-белые штрихи, которым соответствуют сигналы с частотой 3 и 4 МГц. Они используются для контроля четкости по углам таблицы и фокусировки электронного луча. На экране цветного телевизора по горизонтали 12, е–х воспроизводится непрерывное изменение цвета от зеленого до пурпурного с переходом через белое (серое) в середине полосы. По этим сигналам возможен осциллографический контроль ухода нулей и линейности АЧХ детекторов цветоразностных сигналов.

На участках 16, з–у имеются чередующиеся черно-белые квадраты, которые совместно с участками 14, 15 з–у предназначены для контроля соответствия уровней яркостного и цветоразностных сигналов. Контроль производят при включенном блоке цветности путем сравнения яркостей соответствующих участков горизонталей 16 и 14, 15 при закрытых двух лучах кинескопа. Для контроля закрывают синий и зеленый электронные лучи. Если яркость красного цвета на участках 16 и 14, 15 одинакова от з до у, то уровень сигнала красного соответствует установленному уровню яркостного сигнала. Соответствия добиваются изменением уровня сигнала красного или уровня яркостного сигнала. Затем открывают синий и закрывают красный лучи кинескопа. Если яркость синего цвета на участках 16, 14, 15 неодинакова от з до у, то уровень сигнала синего не соответствует уровню яркостного сигнала. Уровень сигнала синего устанавливают, не изменяя уровня яркостного сигнала. Если при изменении уровня сигнала синего необходимого соответствия яркостей синего цвета между участками 16 и 14, 15 не получается, то изменяют уровень яркостного сигнала. Однако

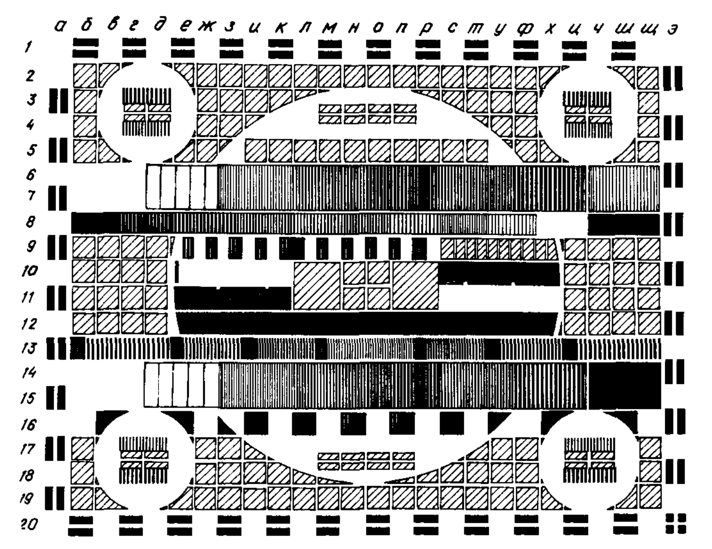


Рис. 3.5

после этого следует повторить операцию по установке уровня сигнала красного.

Центр УЭИТ образован пересечением горизонтальной белой линии на границе квадратов 10, 11, н, о с вертикальной линией, разделяющей участки н и о, которые служат для статического сведения лучей цветного кинескопа и для центровки изображения.

Для оценки качества чересстрочной развертки на участке 11, е–к расположена диагональная светлая линия. При правильной чересстрочной развертке линия не имеет изломов и изгибов.

На экране цветного телевизора в горизонталях 6, 7, 14, 15 воспроизводятся цветные полосы различной яркости и насыщенности. Они предназначены для объективной оценки с помощью калориметра верности цветопередачи на разных уровнях яркости и для контроля основных цветов приемника (горизонтали 14, 15). Цветные полосы на горизонталях 14, 15 могут также использоваться для проверки коррекции предыскажений по видеочастоте (осциллографическим способом или визуально по воспроизведению переходов от одного цвета к другому).

На экране цветного телевизора в горизонтали 9, е–х воспроизводятся цветные штрихи для визуальной проверки цветовой четкости в следующей последовательности: желто-синие штрихи, которым соответствует частота импульсов 0,5 МГц, желто-синие (1,0 МГц), зелено-пурпурные (0,5 МГц), красно-голубые (1,0 МГц) и красно-голубые (0,5 МГц). По желто-синим штрихам (0,5 МГц) контролируют работу линии задержки яркостного канала и временное совпадение яркостного и цветоразностных сигналов. По цветным штрихам также возможен контроль настройки контура коррекции высокочастотных предыскажений. При правильной настройке этого контура цвет желто-синих и красно-голубых штрихов примерно соответствует аналогичным цветам горизонталей 6, 7. Если теряют окраску желтые и красные штрихи, то это означает, что указанный контур настроен на более высокую резонансную частоту, если же теряют окраску синий и голубой штрихи, то на более низкую.

По горизонтали 8, г–с расположена шкала, которая создается ступенчатым сигналом. По ней контролируется воспроизведение градаций яркости, динамический баланс белого, а также установка нулей частотных детекторов цветоразностных сигналов. При правильной установке нулей серая шкала не должна изменять своего цветового оттенка при включенном и выключенном блоке цветности. Для их установки закрывают красный и зеленый (а затем синий и зеленый) лучи кинескопа. Настраивая контур частотного детектора канала синего (красного), добиваются равенства яркостей участков горизонтали синего (красного) цвета при включенном и выключенном блоке цветности.

Участки 8, д и г служат для установки уровня черного. Уровень сигнала, соответствующего участку 8, д, на 4% выше уровня черного. Сначала, регулируя яркость изображения, добиваются, чтобы на участках 8, г и 8, д было заметно различие по яркости. Затем яркость уменьшают до тех пор, пока яркости этих участков не сравняются.

3.2. СЕЛЕКТОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАНАЛОВ

Требования к селекторам

К УРЧ, входящему в состав селектора, предъявляются следующие основные требования:

уровень собственных шумов, вносимых УРЧ, должен быть минимальным;

принятый сигнал должен усиливаться до уровня, превышающего уровень собственных шумов, следующего за УРЧ преобразовательного каскада;

неравномерность полосы принимаемых частот на всех каналах – от несущей изображения до несущей звука – должна быть не более 2 ... 3 дБ.

В УРЧ транзистор включают по схеме ОБ. Для устойчивой работы такого УРЧ не нужна нейтрализация внутренней обратной связи, возникающей в транзисторе за счет емкости коллекторного перехода. Наименьший уровень внутренних шумов УРЧ на транзисторе достигается при токе коллектора 2 ... 3 мА.

В преобразователях частоты селекторов наибольшее распространение получил двухтранзисторный преобразователь. Один транзистор в нем работает в смесителе, второй – в гетеродине. Транзистор смесителя включают по схеме ОБ. Режим работы смесителя выбирается из соображений получения максимального коэффициента преобразования (величина внутренних шумов смесителя не имеет такого значения, как в УРЧ). Связь между УРЧ и смесителем может быть индуктивной или емкостной. Максимальный коэффициент преобразования обеспечивается при напряжении от гетеродина 200 ... 300 мВ.

Гетеродин выполняют по емкостной трехточечной схеме, в которую входят емкости коллекторного и эмиттерного переходов. Обратная связь осуществляется через дополнительный конденсатор небольшой емкости. Стабильность частоты гетеродина зависит от температурных свойств транзистора и его деталей. Для ее улучшения применяют конденсаторы с отрицательными ТКЕ. Чтобы генерируемая частота не зависела от напряжения питания, гетеродин стабилизируют с помощью стабилитрона.

Селекторы с электронным переключением каналов

Механические переключатели, использовавшиеся в селекторах для переключения каналов, имели ряд недостатков, главными из которых были окисление и стирание контактов, а также понижение надежности фиксации из-за износа механических частей в процессе эксплуатации. При приеме программ нескольких телецентров из-за частого переключения возникали поломки ряда механических частей таких переключателей – статорных пружинных контактов, роторных пластмассовых контактных планок и деталей фиксатора. Помимо этих недостатков механические многоканальные барабанные переключатели, применяемые в селекторах, имели

значительные габаритные размеры, существенно увеличивающие размеры телевизоров, особенно портативных, где остальные детали, включая кинескоп, делаются малогабаритными.

Важным преимуществом селекторов с бесконтактным электронным переключением каналов является возможность осуществления сенсорного (кнопочного, от касания пальца) переключения, а также различных систем дистанционного и программируемого переключения каналов. Создание селекторов с электронным переключением каналов и с электронной настройкой стало возможным благодаря разработке специальных переключающих диодов, обладающих очень малым (несколько десятых долей ома) сопротивлением во включенном состоянии, а также благодаря разработке варикапов с увеличенным перекрытием по емкости и удовлетворительной добротностью вплоть до высоких частот диапазона ДМВ. Из-за наличия в контурах селекторов с электронным переключением каналов нелинейных элементов – варикапов и переключающих диодов – при приеме слабых сигналов в присутствии сильного сигнала возникает кроссмодуляция. При этом слабые сигналы оказываются промодулированы сильным сигналом и прием слабых сигналов становится невозможным. В этих условиях следует применять селекторы с механическим переключением каналов (СКМ-15 ПТКП-3), у которых во входных контурах нет нелинейных элементов.

Селектор каналов СК-М-24 (рис. 3.6). Селектор телевизионных каналов МВ СК-М-24 – транзисторный, с электронными настройкой, коммутацией поддиапазонов и переключением каналов, применяется в черно-белых и цветных телевизорах. Из-за ограниченного перекрытия по емкости применяемых для настройки варикапов селектор содержит два ВЧ тракта, один из которых работает в диапазонах I и II, а другой в диапазоне III.

Селектор (рис. 3.6) состоит из входного ФВЧ, двух раздельных УРЧ, выполненных на транзисторах VT1 и VT2, общего смесителя на транзисторе VT3 и двух гетеродинов, собранных на транзисторах VT5 и VT4 по схеме с емкостной обратной связью.

На поддиапазонах I и II входная цепь образована элементами L6 – L8, C8, C9, VD1, а на диапазоне III – L9, L10, C5, C6, C10, VD2. Для переключения диапазонов на гнезда 1 и 7 разъема X1 нужно подать питающие напряжения. Трехзвенный ФВЧ L1C1 L2L3C2C3 L4 предназначен для подавления сигналов ПЧ.

В УРЧ работают транзисторы VT1 и VT2, включенные по схеме ОБ. При таком включении транзисторов не нужны цепи нейтрализации, становится равномерней усиление по диапазону и малы нелинейные искажения. Необходимая глубина АРУ достигается при изменении напряжения АРУ, подаваемого на базу транзисторов VT1 и VT2 от 9 до 4 В. Опасность выхода из строя

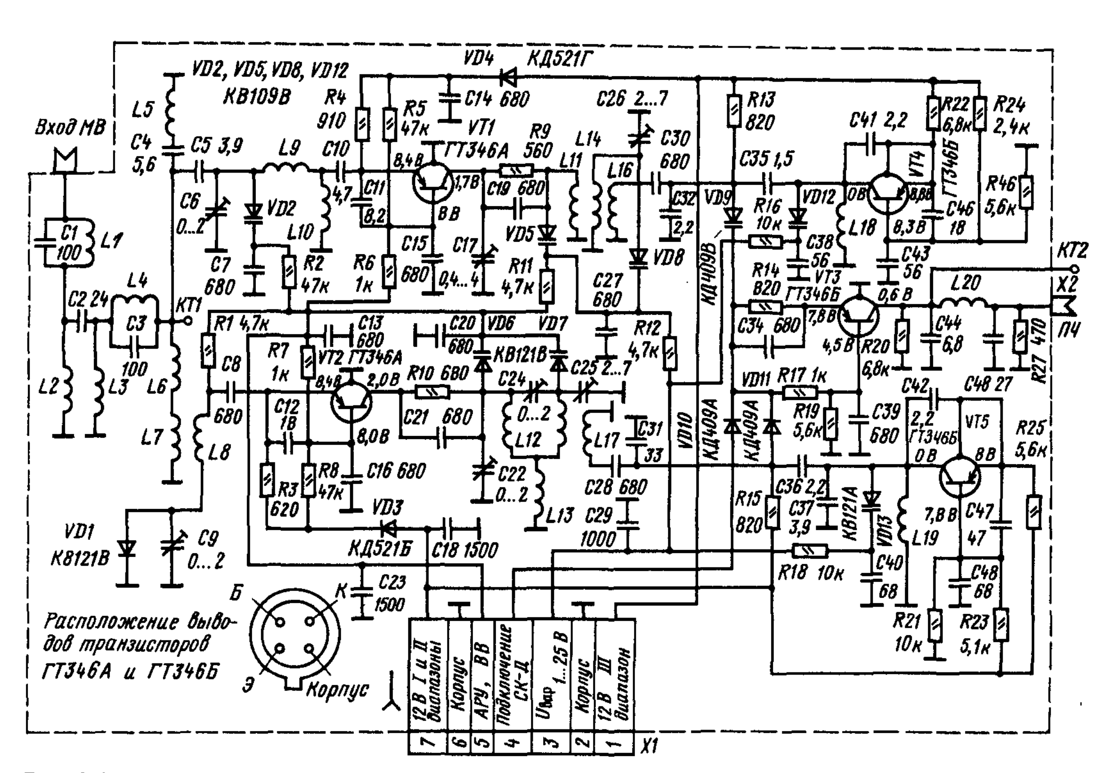


Рис. 3.6

транзисторов VT1 и VT2 при разрыве цепи АРУ устраняется диодами VD3 и VD4. Диоды VD3 и VD4 служат также для защиты от пробоя перехода база – эмиттер транзисторов VT1 и VT2 при отключении напряжения питания +12 В от селектора. Для увеличения крутизны АРУ в коллекторную цепь транзисторов включены резисторы R9 и R10.

Для получения необходимой ширины полосы пропускания и избирательности в качестве нагрузки УРЧ используется полосовой фильтр. На поддиапазонах I и II он состоит из элементов L12, L13, L15, C22, C24, C25, VD6 и VD7. Связь между первичным и вторичным контурами полосового фильтра на поддиапазонах I и II осуществляется через катушку L13 и взаимосвязанные катушки L12 и L15. На поддиапазоне II в фильтр входят элементы L11, L14, C17, C26, VD5. Катушки L16 и L17 индуктивно связаны с L14 и L15 и соответственно обеспечивают связь со смесителем на обоих поддиапазонах.

В смесителе работает транзистор VT3, включенный по схеме ОБ. Нагрузкой транзистора служит П-контур L20C44C48 с полосой пропускания около 7 МГц. Селектор имеет выходное сопротивление 75 Ом, что делает некритичной длину кабеля, соединяющего селектор с входным контуром УПЧИ телевизора.

В гетеродинах селектора работают транзисторы VT4 и VT5, включенные по схеме ОБ и образующие с контурами L18VD12 и L19VD13 емкостную трехточечную схему. Сигналы гетеродинов с амплитудой, необходимой для достижения оптимальной крутизны преобразования, снимаются с этих контуров и через конденсаторы C35 и C36 и диоды VD9 и VD11 подаются на эмиттер транзистора VT3 смесителя. Диоды VD9 и VD11 обеспечивают коммутацию сигналов и гетеродинов при смене поддиапазона.

Сигналы от селектора ДМВ подаются на эмиттер транзистора VT3 через диод VD10. Этот сигнал поступает с П-контура селектора ДМВ с электронной настройкой СК-Д-24. Селекторы соединяют отрезком коаксиального кабеля любого типа с собственной емкостью 15 пФ. В этом случае транзистор VT3 работает как дополнительный усилитель ПЧ. Питание УРЧ и гетеродинов селектора МВ при этом отключается.

В селекторе СК-М-24 электронная настройка на необходимый телевизионный канал осуществляется подачей через гнездо 3 разъема X1 на варикапы VD1, VD2, VD5 – VD13 соответствующего напряжения, изменяющегося в пределах 1 ... 25 В.

При подключении селектора ДМВ отключается напряжение питания 12 В, подаваемое на УРЧ и гетеродины, а с гнезда 4 снимается напряжение, открывающее диод VD10 и питающее смеситель. При этом сигналы ПЧ с селектора ДМВ беспрепятственно поступают на транзистор VT3.

Селектор каналов СК-Д-24 (рис. 3.7). Селектор каналов ДМВ-СКД-24 рассчитан на совместную работу с селектором МВ СК-М-24. Перестройка селектора СК-Д-24 – электронная, осуществляется подачей изменяющегося напряжения на варикапы селектора. Вход селектора асимметричный, рассчитан на подключение антенного фидера с волновым сопротивлением 75 Ом. Выход селектора соединяют коаксиальным кабелем емкостью 15 пФ со входом ДМВ селектора СК-М-24.

Селектор СК-Д-24 (рис. 3.7) состоит из УРЧ и преобразователя. В УРЧ работает транзистор VT1 по схеме ОБ. Входная цепь C1, L1, C2, C4, L2 согласует входное сопротивление транзистора VT1 с волновым сопротивлением антенного фидера и одновременно является ФВЧ, осуществляющим подавление сигналов, частота которых ниже частот ДМВ.

Нагрузкой УРЧ является полосовой фильтр из полуволновых коаксильных контуров VD2L6

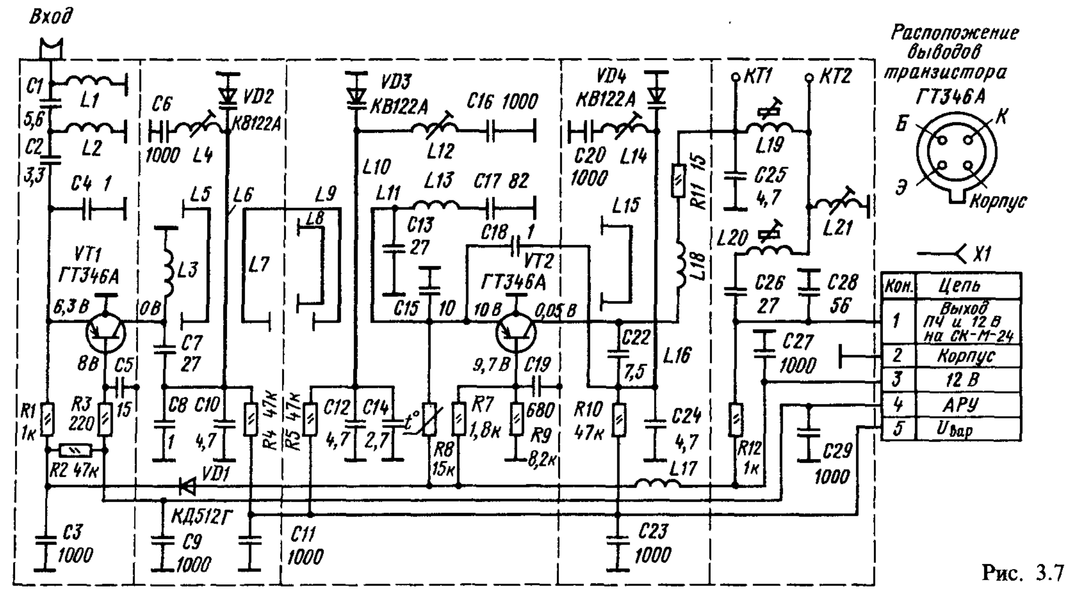


Рис. 3.7

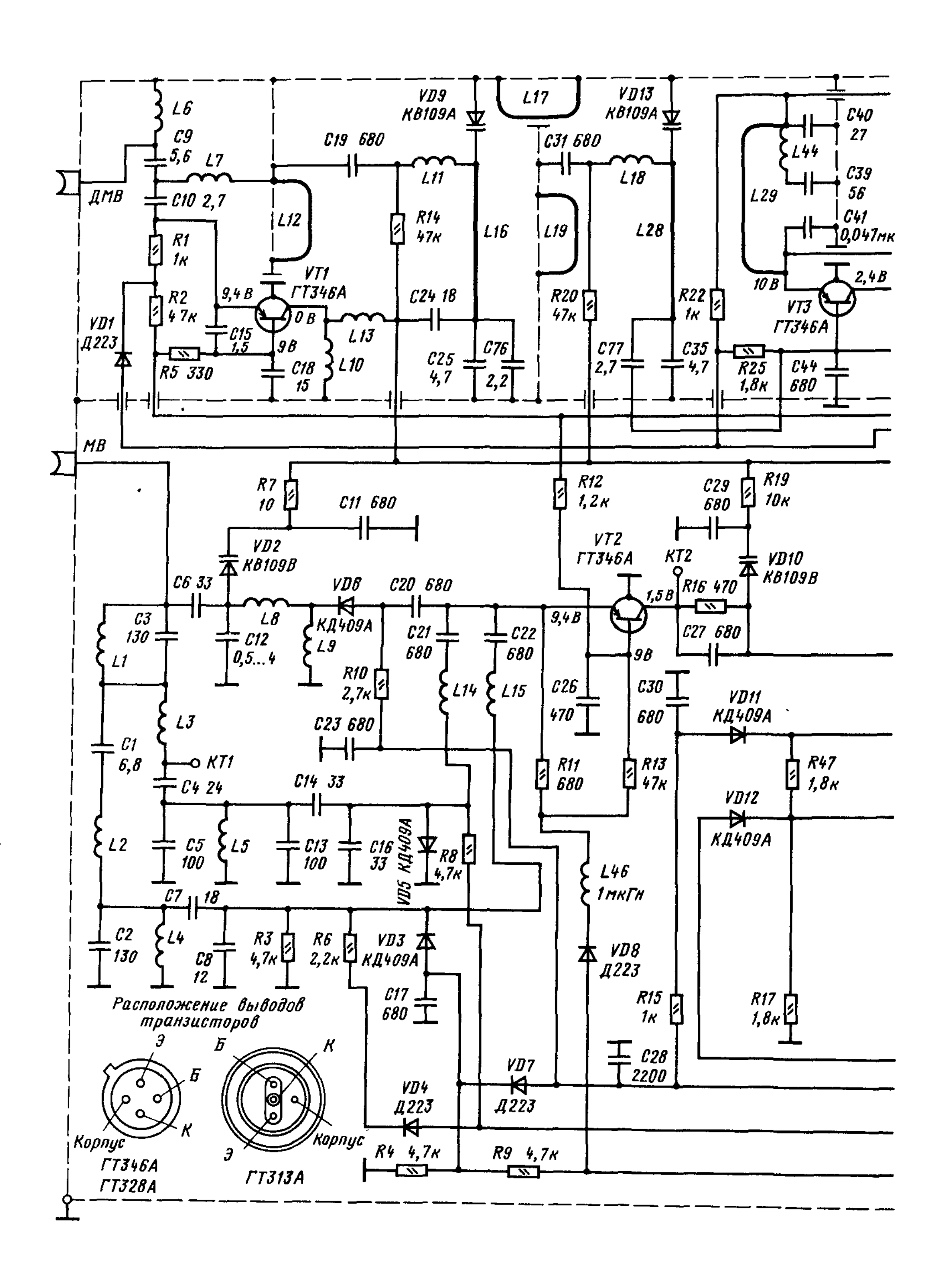
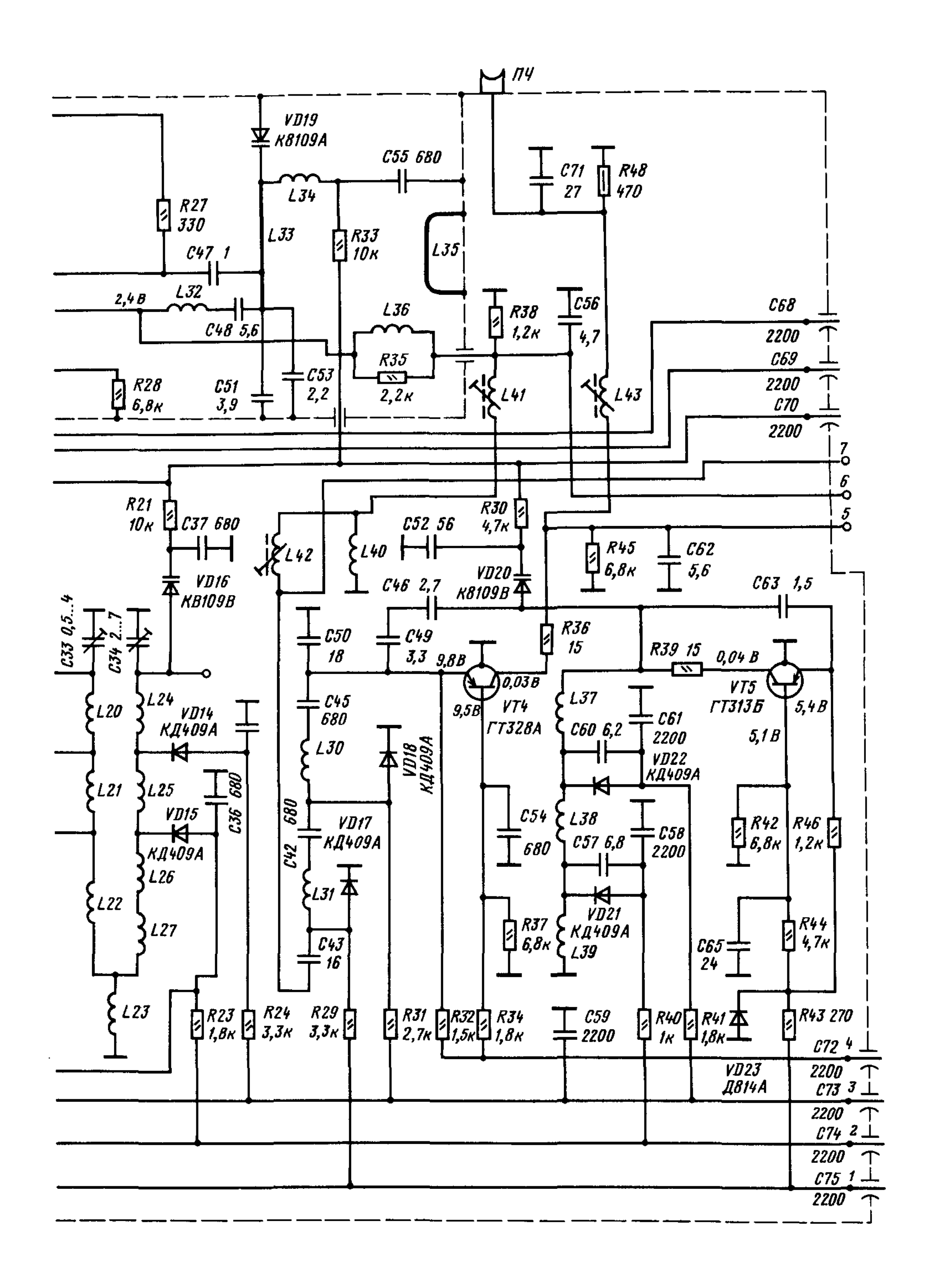

ДМВ
МВ
L6
C9 5,6
L7
C10 2,7
R1 1к
R2 4,7к
VD1 Д223
R5 330
9,4 В
C15 1,5
VT1 ГТ346А
0 В
9 В
C18 15
L10
L12
L13
C19 680
L11
R14 47к
C24 18
C25 4,7
C76 2,2
VD9 КВ109А
L16
L17
L19
C31 680
L18
R20 47к
C77 2,7
VD13 КВ109А
L28
C35 4,7
R22 1к
R25 1,8к
C44 680
L29
L44
C40 27
C39 56
C41 0,047мк
10 В
2,4 В
VT3 ГТ346А
R7 10
C11 680
VD2 КВ109В
C6 33
L8
VD6 КД409А
L9
C12 0,5...4
C3 130
L1
C20 680
C21 680
C22 680
R10 2,7к
L14
L15
C23 680
R12 1,2к
VT2 ГТ346А
KT2
1,5 В
R16 470
9,4 В
9 В
C26 470
C29 680
R19 10к
VD10 КВ109В
C27 680
C30 680
VD11 КД409А
R47 1,8к
VD12 КД409А
L3
KT1
C1 6,8
C4 24
C14 33
L2
C5 100
L5
C13 100
C16 33
VD5 КД409А
R8 4,7к
R11 680
R13 47к
L46 1мкГн
VD8 Д223
C7 18
C2 130
L4
C8 12
R3 4,7к
R6 2,2к
VD3 КД409А
C17 680
R15 1к
R17 1,8к
C28 2200
VD7 Д223
VD4 Д223
R4 4,7к
R9 4,7к
Расположение выводов транзисторов
Э
Б
К
Корпус
ГТ346А
ГТ328А
Б
К
Э
Корпус
ГТ313А

Рис. 3.8



ПЧ
VD19
КВ109А
C55 680
C71
27
R48
470
R27
330
L34
L33
R33
10к
L35
C47 1
2,4 В
L32
L36
R38
1,2к
C56
4,7
C68
2200
C48 5,6
R35
2,2к
C69
2200
R28
6,8к
C51
3,9
C53
2,2
L41
L43
C70
2200
7
6
5
R21
10к
C37 680
R30
4,7к
L42
L40
C52 56
R45
6,8к
C62
5,6
VD16
КВ109В
C46 2,7
VD20
КВ109В
C63 1,5
C33 0,5...4
C34 2...7
C50
18
C49
3,3
9,8В
R36
15
R39 15
0,04 В
0,03В
VT4
ГТ328А
VT5
ГТ313Б
L20
L24
VD14
КД409А
C45
680
9,5В
L37
C60 6,2
C61
2200
5,4В
5,1 В
L30
VD18
КД409А
VD22
КД409А
L21
L25
C36 680
VD15
КД409А
C42 680
VD17
КД409А
C54
680
L38
C57 6,8
C58
2200
R42
6,8к
R46
1,2к
L26
L22
L27
L31
R37
6,8к
VD21
КД409А
L39
C65
24
R44
4,7к
C43
16
L23
R23
1,8к
R24
3,3к
R29
3,3к
R31
2,7к
R32
1,5к
R34
1,8к
C59
2200
R40
1к
R41
1,8к
R43 270
C72 4
2200
VD23
Д814А
C73 3
2200
C74 2
2200
C75 1
2200

L4C6L5C8C10 и VD3L10L8L12C16C12C14. Фильтр обеспечивает необходимую избирательность селектора по зеркальному каналу. Элементом связи между контурами является щель в экранной перегородке с помещенной в ней петлей связи L7 и L9. Диод VD1 и резистор R2 защищают транзистор VT1 от выхода из строя в случае подачи только одного из напряжений: напряжения питания транзистора 12 В или напряжения АРУ.

Преобразователь частоты с совмещенными смесителем и гетеродином выполнен на транзисторе VT2 по схеме ОБ. Для снятия сигнала со вторичного контура фильтра УРЧ и подачи его на эмиттер транзистора VT2 служит петля связи L11, которая с конденсаторами C13 и C15 образует контур. Контур гетеродина VD4L14–L16C20 подключен к коллектору транзистора VT2 через конденсатор C22. Нагрузкой транзистора VT2 для ПЧ является выходной фильтр C25 L19C26L20L21C28. Гетеродин преобразователя выполнен по трехточечной схеме с обратной связью через конденсатор C18. Делителем из резисторов R7, R9 устанавливается оптимальный режим работы транзистора VT2. Последовательная цепь L18, R11, C25 исключает влияние емкости варикапа VD4 (через конденсатор C22) на резонансную частоту выходного контура (на ПЧ варикап зашунтирован этой цепью, так как резонансная частота ее находится в области ПЧ).

Колебательными контурами УРЧ и преобразователя в селекторе служат отрезки коаксиальных линий, электрическая длина которых увеличена на одном конце емкостями варикапов, на другом – емкостями постоянных конденсаторов. Подбором емкости конденсаторов C8, C14 и C24 достигается точное сопряжение контуров на нижних, а подстрочными элементами L4, L12 и L14 – на верхних частотах диапазона. Сопряжение настройки контуров во всем диапазоне достигается одинаковостью вольт-фарадных характеристик варикапов (в диапазоне напряжений от 0,5 до 25 В отличие характеристик должно быть не более ±1,5%). Перекрытне всего диапазона частот достигается измененнем напряжения смещения на варикапах в пределах от 1 до 25 В, подаваемого на гнездо 5 разъема включения X1.

Элементы L18 и C25 образуют фильтр, не пропускающий напряжение частоты гетеродина в выходную цепь селектора. При соединении селекторов СК-Д-24 и СК-М-24 транзистор VT2 нагружен фильтром из двух связанных контуров. Первый контур C25L19 и второй L20C26C28 связаны через индуктивность L21.

Селектор СК-Д-22 выполнен в металлическом корпусе, разделенном внутренними перегородками на пять отсеков. В первом отсеке размещена входная цепь, во втором и третьем расположены соответственно первый и второй контуры полосового фильтра УРЧ, в четвертом – контур гетеродина, а в пятом – выходной контур ПЧ. Средними проводниками контурных коаксиальных линий L6, L10 и L16 служат отрезки посеребренного медного провода. Эти отрезки располагаются посередине отсеков, стенки которых являются вторым проводником линии. Все эти особенности надо иметь в виду, монтируя селектор внутри телевизора. Не следует включать селектор с незакрытой крышкой, а также использовать для его механического крепления длинные винты, концы которых могут пройти внутрь отсеков и расстроить коаксиальные линии.

Всеволновый селектор каналов СКВ-1 (рис. 3.8). Он предназначен для селекции, усиления и преобразования телевизионных сигналов МВ и ДМВ. По сравнению с отдельными селекторами МВ и ДМВ всеволновый селектор проще в подключении к остальным блокам телевизора и удобнее для размещения в нем. Основные параметры селектора СКВ-1 приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3. **Основные параметры селектора СК-В-1**

Параметр	Диапазон	
	МВ	ДМВ
Коэффициент усиления, дБ	22	22
Глубина АРУ, дБ	20	20
Коэффициент шума, кТо	6	12
Коэффициент отражения	0,35	0,5
Неравномерность АЧХ, дБ	2,0	2,5
Избирательность, дБ:		
по зеркальному каналу	50	35
по ПЧ	48	65
Уход частоты гетеродина, кГц:		
при повышении окружающей температуры на 15°С	180	950
при изменении питающих напряжений на +6 и −10%	150	500
Напряжение питания, В	12	12
Потребляемый ток, мА	100	43
Габаритные размеры селектора, мм	132 × 120 × 35	

Селектор МВ (рис. 3.8) состоит из входных цепей, УРЧ на транзисторе VT2, смесителя на транзисторе VT4 и гетеродина на транзисторе VT5. Прием в диапазоне МВ осуществляется на трех поддиапазонах: I – 49 ... 66 МГц, II – 77 ... ... 100 МГц, III – 175 ... 230 МГц. Переключение с одного поддиапазона на другой пронсходнт при подаче на выводы 2 и 3 селектора напряжений различной полярности.

Входные цепи позволяют согласовать волновое сопротивленне антенны с входным сопротивлением УРЧ. На поддиапазоне I используется широкополосная цепь L3,C4,C5,L5,C13,C14,C16, L14, а на поддиапазоне II – C1,L2,C2,L4,C7,C8, L15. Для подавления сигналов ПЧ на входе этих цепей включен режекторный контур L1C3. Входной цепью поддиапазона III является одиночный резонансный контур C6VD2C12L8L9. Диоды VD3 – VD7 в зависимости от полярности поданного на выводы 2 и 3 селектора напряжения коммутируют входные цепи так, что сигнал проходит только через входную цепь необходимого поддиапазона. Входные цепи других поддиапазонов в то же время замкнуты накоротко или отключены.

Усилитель радиочастоты охвачен АРУ. Необходимая глубина ее достигается при изменении напряжения АРУ от 9 (номинальное) до 2 В. Опасность выхода из строя транзистора VT2 при

отсутствии напряжения АРУ устраняется включением резистора R13. Диод VD8 служит для защиты от пробоя транзистора при отсутствии напряжения на выводе 1. Транзистор VT2 нагружен на полосовой фильтр, который на поддиапазоне III состоит из первичного контура VD10C33L20, вторичного VD16C34L24 и катушки связи L30 со смесителем. На поддиапазоне II в контуры включаются катушки L21 и L25, а на поддиапазоне I – L22, L23, L26, L27. Катушка L31 индуктивно связана с катушками L25 и L26 и поддерживает связь со смесителем на обоих поддиапазонах. При приеме на поддиапазоне III нижние по схеме выводы катушек L20, L24 и L30 соединены через диоды VD11, VD14 и VD18 с общим проводом. При работе на поддиапазоне II эти диоды закрыты, а с общим проводом через диоды VD12, VD15 и VD17 оказываются соединенными катушки L21, L25 и L31 соответственно. При приеме на поддиапазоне I закрыты и диоды VD12, VD15. Первичный и вторичный контуры связаны на поддиапазоне I катушкой связи L23. Катушка L26 имеет индуктивную связь с катушкой L31 и создает необходимую дополнительную связь со смесителем на поддиапазоне I.

Нагрузкой смесителя на VT4 служит П-контур C62L43C71, согласующий выход селектора со входным сопротивлением УПЧИ (75 Ом) и уменьшающий уровень сигнала гетеродина на выходе.

Сигнал гетеродина, собранного по емкостной трехточечной схеме, снимается с контура L37–L39VD20C52C57C60 и через конденсаторы C46, C49 поступает на эмиттер транзистора смесителя. Коммутационные диоды VD21, VD22 замыкают накоротко катушки L39 и L38 при приеме на II и III поддиапазонах соответственно. Конденсаторы C57 и C60 служат для сопряжения между контурами гетеродина и полосового фильтра УРЧ на I и II поддиапазонах соответственно. Стабильность частоты гетеродина обеспечивается включением стабилитрона VD23.

Селектор ДМВ состоит из входной цепи и УРЧ на транзисторе VT1. В качестве резонансных контуров используются отрезки полуволновых линий. Во входной цепи включен фильтр верхних частот C9C10L7. Катушка L6 позволяет снимать статические заряды и подавлять сигналы ПЧ на входе селектора. Диод VD1 предохраняет транзистор VT1 в УРЧ от пробоя при отключении напряжения питания. Напряжение АРУ на его базу подается через резистор R5. Нагрузкой УРЧ является полосовой фильтр L16C25VD9L28C35VD13L18. Связь между контурами полосового фильтра осуществляется через щель связи и дополнительную петлю L17. Усиленный сигнал снимается с фильтра петлей связи L29 на эмиттер транзистора VT3 преобразователя, выполняющего функции гетеродина и смесителя. Гетеродин построен по схеме с емкостной обратной связью через конденсатор C47. Колебательный контур L33C51C53VD19 является контуром гетеродина. Сигнал ПЧ снимается через катушку L36 на полосовой фильтр C56L40L41L42C43. Смеситель на транзисторе VT4 используется как дополнительный УПЧ при приеме в ДМВ.

Переключение на желаемый поддиапазон производится подачей напряжений различной полярности на выводы 1–3, 9 селектора. Настройка селектора на канал в поддиапазоне осуществляется изменением напряжения, подаваемого на варикапы (вывод 8).

Катушки L41–L43 селектора намотаны на каркасах из полистирола диаметром 5,3 мм, в один слой, сердечники из латуни диаметром 4,2 мм; остальные катушки – бескаркасные. Катушки L13 и L32 содержат по два витка и имеют внутренний диаметр 2 мм. Для изготовления этих катушек использованы выводы конденсаторов C24 и C48 соответственно. Все остальные катушки намотаны проводом ПЭВТЛ-1.

Контура селектора ДМВ выполнены в виде коаксиальных линий, состоящий из внутренних проводников и экранов прямоугольного сечения. Внутренние проводники линий L16, L28, L33 состоят из медного или латунного провода, покрытого серебром толщиной 10 ... 12 мкм. Диаметр проводников L16, L28 – 1,2, а проводника L33 – 2 мм, их длина 33,5 мм. Петли связи L12, L17, L19, L29, L35 линий выполнены проводом ПЭВТЛ-1 диаметром 0,8 и 0,64 (L29) мм. Петли связи имеют П-образную форму. Высота петель L12, L17, L19, L35 – 11 м, а петли L29 – 8 мм; длина средней части петель L12, L19, L35 – 19 мм, петли L17 – 13 мм, а L29 – 31 мм.

Бесконтактное переключение каналов. Сенсорные устройства

Использование в телевизорах селекторов каналов с электронными настройкой и переключением каналов дает возможность применить переключатель, аналогичный кнопочному, но срабатывающий от одного лишь касания пальцем кнопки (сенсора). Устройства, в которых от такого касания вырабатываются электрические сигналы для управления селекторами,

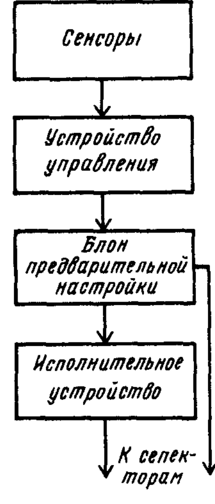


Рис. 3.9

называют *сенсорными*. Существуют сенсорные устройства, которые реагируют на касание пальцем сразу двух контактов. При этом вводится сопротивление пальца между этими контактами устройства. Применяются также псевдосенсорные устройства, в которых выбор программ осуществляется легким нажатием на датчик. Существуют и кнопочные устройства, в которых выбор программ осуществляется с помощью механических переключателей.

Все эти устройства имеют одинаковую структурную схему (рис. 3.9). Рядом с сенсором или кнопкой размещается индикатор, указывающий номер соответствующей телевизионной программы или один, общий для всех программ, индикатор – цифровая лампа.

При касании одного из сенсоров или нажатии на кнопку вырабатываются необходимые сигналы в устройстве управления селектором, которое состоит обычно из триггерных ячеек.

Переключатели поддиапазонов и переменные резисторы, с которых снимаются напряжения на варикапы селектора каналов, объединены в блок предварительной настройки. Если в телевизоре применены селекторы СК-М-24, СК-Д-24 или СКВ-1, то для них необходимо иметь сенсорное устройство типа СВП-4-1. В этом устройстве вырабатываются управляющие напряжения для подачи на коммутирующие цепи и на варикапы селекторов каналов.

Сенсорное устройство СВП-4-1 (рис. 3.10) позволяет переключать селекторы с электронной

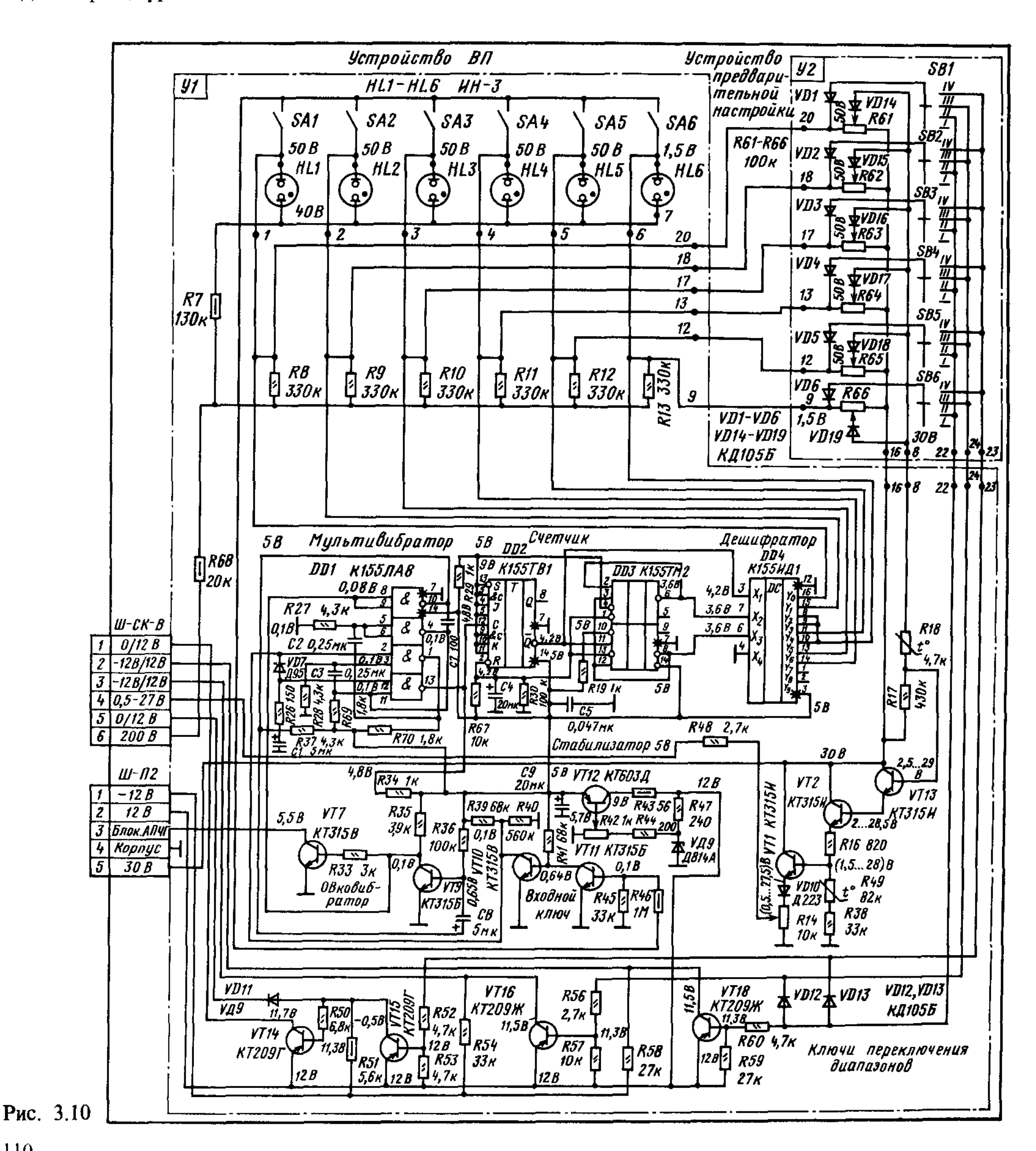


Рис. 3.10

настройки для приема любой из шести заранее настроенных программ в любом из диапазонов. Номер выбранной программы высвечивается индикаторными лампами, расположенными рядом с сенсорами или вмонтированными в них. На плате выбора программ расположены: шесть кнопок SA1–SA6; шесть индикаторов HL1–HL6; входной ключ на транзисторах VT10 и VT11; мультивибратор на двух ячейках 2И-НЕ микросхемы DD1 (выводы 1–6); трехразрядный счетчик на JK триггере микросхемы DD2 и двух D триггерах микросхемы DD3; дешифратор на микросхеме DD4; ключи переключения поддиапазонов на транзисторах VT14–VT16; устройство отключения цепи АПЧГ на ячейке 2И–НЕ микросхемы DD1 (выводы 7–9) и на транзисторах VT7 и VT9; составной повторитель напряжения настройки 27 В для варикапов селектора на транзисторах VT1, VT2 и VT13; стабилизатор VT12 напряжения 5 В для питания микросхем DD1-DD4. На плате предварительной настройки расположены переменные резисторы настройки R61–R66 и переключатели поддиапазонов SB1–SB6, управляющие ключами на VT14–VT16.

При включении телевизора питающее напряжение 5 В подается на микросхемы DD1–DD4 мгновенно, а напряжение на конденсаторе С4, связанном с R-входами триггеров счетчика, равно нулю. Пока конденсатор С4 не успел зарядиться, триггеры устанавливаются в нулевое состояние, т.е. на выходах счетчика появляется код 000, а на инверсных его выходах – 111. Дешифратор преобразует этот код в напряжение низкого уровня (1,5 В), который появляется только на том из выходов дешифратора (вывод 10), который соответствует поступившему коду. При этом напряжение, приложенное к электродам лампы HL6, превышает потенциал ее зажигания, а напряжение на резисторе настройки R66 достигает значения 28,5 В. На остальных выходах дешифратора в это время имеются напряжения высокого уровня, что обеспечивает разность потенциалов на лампах HL1–HL5, недостаточную для их зажигания, и более высокий положительный потенциал на движках резисторов настройки R61–R65, закрывающий диоды VD14–VD18. Открытым оказывается лишь диод VD19, через который напряжение настройки с резистора R66 поступает на вход составного повторителя на транзисторах VT1, VT2 и VT13. В результате засвечивается лампа HL6, пронумерованная на лицевой панели первой, включается диапазон, выбранный переключателем SB6, и телевизор принимает программу, условно пронумерованную первой.

Для перехода на прием другой программы замыкают соответствующую ей кнопку (SA1–SA6). Через замкнутую кнопку и резистор R46 высокий потенциал с выхода дешифратора открывает входной ключ на транзисторах VT11, VT10, который вводит мультивибратор в режим автоколебаний. Импульсы одновибратора через инвертор на ячейке 2И–НЕ микросхемы DD1 (выводы 11–13) поступают на счетчик и начинают изменять код на его выходах. При появлении напряжения низкого уровня на том выходе дешифратора, который связан с включенной кнопкой, входной ключ перейдет в исходное состояние и мультивибратор остановится. При этом на счетчике зафиксируется код выбранной программы, а напряжение низкого уровня с данного выхода дешифратора зажжет выбранную индикаторную лампу (HL1–HL6) и запитывает соответствующий резистор настройки (R61–R66) и соединенный с ним переключатель диапазонов (SB1–SB6). Одновибратор устройства отключения АПЧГ на транзисторе VT9 и ячейке микросхемы DD1 (выводы 8–10) запускается первым импульсом мультивибратора и формирует импульс длительностью 1,5 с, блокирующий через транзистор VT7 устройство АПЧГ на время установления новых напряжений на варикапах селекторов каналов.

3.3. СХЕМЫ УПЧИ ТЕЛЕВИЗОРОВ ЧЕРНО-БЕЛОГО И ЦВЕТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Требования к УПЧИ

Главное требования к УПЧИ сводится к необходимой форме частотной характеристики и избирательности при широкой полосе передаваемых частот и передаче лишь одной боковой части этой полосы. Кроме того, предъявляются дополнительные требования к фазовой характеристике, т.е. к фазовым искажениям.

Форма частотной характеристики выбирается такой, чтобы обеспечить наименьшие искажения на низких частотах, которые могут возникнуть из-за частичного подавления одной боковой полосы частот при передаче, а также чтобы уменьшить помехи от телецентров, работающих на соседних каналах, и устранить помехи от сигнала звукового сопровождения с несущей частотой $f_{зв}$ в принимаемом канале (рис. 3.11, а). Усилитель усиливает лишь часть передаваемого спектра частот, определяемую формой его частотной характеристики (рис. 3.11, *б*). При этом несущая ПЧ изображения должна располагаться на середине правого пологого склона характеристики. Недостаточный уровень (менее 100%) частот, расположенных слева поблизости от несущей, компенсируется некоторым пропусканием этих частот справа от несущей. В результате суммарный уровень всех низких частот приводит к 100%.

Избирательность УПЧИ зависит от крутизны склонов частотной характеристики. Для обеспечения наименьших фазовых искажений крутизну правого склона нельзя делать слишком высокой. Вследствие нелинейности фазовой характеристики (участки аб и вг на рис. 3.11, *в*) частотные составляющие сигнала отстают друг от друга по фазе неравномерно, т.е. нелинейно задерживаются во времени. В результате синусоидальные составляющие видеосигнала складываются с опережением или с запаздыванием фазы, и форма принятого видеосигнала искажается: на нем появляются вплески – положительные или отрицательные выбросы. Это приводит к появлению светлых или темных «окантовок» справа или слева от контуров изображения.

Если положение несущей ПЧ изображения на

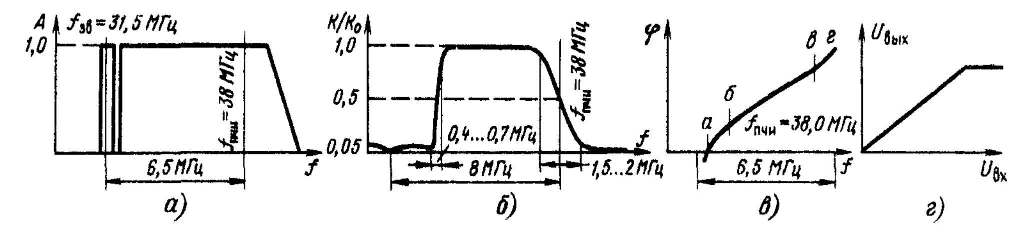


Рис. 3.11

правом склоне характеристики изменить так, чтобы она располагалась на уровне 0,2 ... 0,3 (рис. 3.11, *б*), то усиление высоких частот (по отношению к низким) будет велико; четкость при этом может возрасти, но появятся фазовые искажения (неестественная выпуклость деталей изображения и повторы). Высокий уровень несущей приводит к подъему средних и низких частот (за деталями изображения тянутся серые полосы).

В телевизорах для получения разностной ПЧ звукового сопровождения (6,5 МГц) несущая ПЧ звукового сопровождения (31,5 МГц) должна проходить через общий УПЧИ на уровне 0,05 ... 0,1 от левого склона частотной характеристики. Этот участок характеристики должен иметь вид плоской ступени, иначе ЧМ сигнал звукового сопровождения будет преобразован в АМ и на изображении появятся помехи от звука.

Амплитудная характеристика УПЧИ должна быть линейной (рис. 3.11, *г*). Из-за амплитудных искажений полутона в изображении будут передаваться неверно, могут нарушиться амплитудные соотношения между частотными составляющими спектра и появятся новые частотные составляющие. Амплитудные искажения могут возникнуть из-за ограничения усиленных сигналов в последнем каскаде УПЧИ, а также из-за перегрузки УПЧИ при неправильной работе АРУ.

Коэффициент усиления УПЧИ должен быть таким, чтобы при минимальном уровне принятого сигнала, определяемом чувствительностью телевизора, амплитуда напряжения, подводимого к детектору, была достаточной для того, чтобы детектирование происходило на линейном участке характеристики детектора.

К УПЧИ цветных телевизоров предъявляются более жесткие требования, обусловленные наличием в высокочастотной части усиливаемого спектра частот сигналов цветности. Для их правильного воспроизведения в цветном телевизоре полоса пропускания УПЧИ должна быть не менее 5,65 ... 5,8 МГц при неравномерности характеристики не более ±1,5 дБ. При большей неравномерности наличие наклонов характеристики на участке, где располагаются ЧМ цветовые поднесущие, приводит к их демодуляции и появлению от них в спектре яркостного сигнала значительных амплитудных составляющих, которые становятся заметными в виде мелкоструктурной сетки на экране как черно-белого, так и цветного телевизоров. Для устранения помех на изображении, создаваемых биениями частот цветовых поднесущих с несущей звукового сопровождения, значение избирательности УПЧИ на частоте 31,5 МГц должно быть не менее 40 дБ.

От правильного воспроизведения градаций яркости в цветном телевизоре в значительной степени зависит естественность окраски цветных деталей изображения. Поэтому коэффициент нелинейных искажений усилительного тракта, в который входит УПЧИ (от входа антенны до видеодетектора), не должен превышать 15%.

Требования к избирательности УПЧИ цветных телевизоров на частотах, отличающихся от несущей изображения на +1,5, +3 и −8 МГц, не отличаются от тех, которые предъявляются к черно-белым телевизорам.

УПЧИ на транзисторах и микросхемах

Из-за относительно низкого входного сопротивления транзисторов и нестабильности емкостей переходов при изменении температуры и питающих напряжений УПЧИ на транзисторах и микросхемах делают апериодическими или с сильно зашунтированными контурами в междукаскадных связях. Необходимую частотную характеристику в таких УПЧИ формирует имеющийся на входе ФСС. Для уменьшения вероятности самовозбуждения из-за связи через проходные емкости транзисторов коэффициент усиления каждого каскада УПЧИ делают небольшим или применяют каскадное включение транзисторов.

Модуль УПЧИ УМ1-1 на микросхемах серии К174 для цветных и черно-белых телевизоров

В модуль УПЧИ (рис. 3.12) входят: ФСС; предварительный каскад УПЧИ на транзисторе VT1 и микросхема DA1 типа К174УР2Б, выполняющая функции УПЧИ видеодетектора, видеоусилителя и устройства АРУ. В ФСС фильтр L1C1–C3 совместно с емкостью входного кабеля и вносимой эквивалентной реактивностью цепи L2,C4 имеет последовательный резонанс в области сигналов ПЧ изображения, определяемый индуктивностью катушки L1 и емкостью конденсатора C2, и параллельный резонанс на частоте 40,5 МГц, определяемый индуктивностью последовательного звена L1,C2 (на частоте параллельного резонанса) и емкостью конденсатора C1. Катушки индуктивности L2, L3 и конденсаторы C5, C6 и C9 образуют полосовой фильтр, обеспечивающий усиление в полосе пропускания УПЧИ (рис. 3.13).

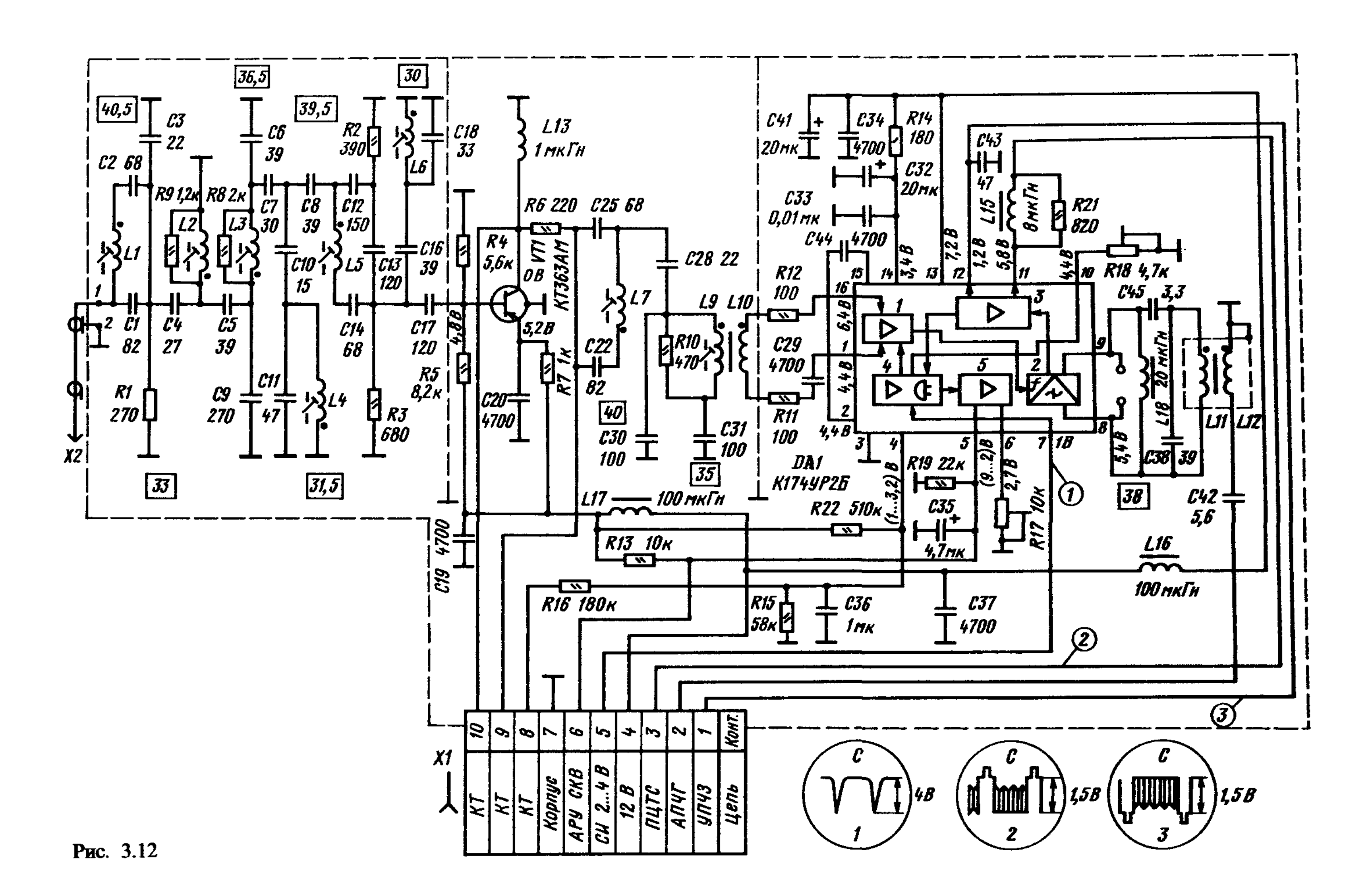


Рис. 3.12

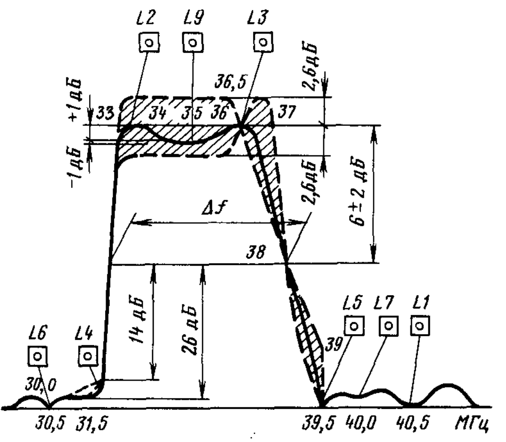


Рис. 3.13

Для подавления помех на частотах 31,5 и 30,0 МГц (рис. 3.13) используются последовательные резонансные контуры C10C11L4 и L6 C16C18 соответственно (рис. 3.12). Для подавления помех, создаваемых сигналами звукового сопровождеиия соседнего телевизионного канала на частоте 39,5 МГц, применена Т-образная мостовая схема. Одно из плеч мостовой схемы образовано конденсатором C14 и катушкой индуктивности L5, другое – конденсаторами C12 и C13, общая точка которых через резистор R2 соединена с корпусом. При резонансе в цепи L5C12–C14 на частоте 39,5 МГц и равеистве приведенного отрицательного реактивного сопротивления Z_C (рис. 3.14), образованного конденсаторами C12 и C13 (рис. 3.12), положительному по знаку сопротивлению резистора R2 происходит компенсация двух противофазных напряжений, выделяющихся на этих элементах. Общее сопротивление цепи Z_C R2 оказывается близким к нулю, и коэффициент передачи цепи резко уменьшается. Эквивалентная схема Т-фильтра модуля УПЧИ на микросхеме серии K174 приведена на рис. 3.14.

Для улучшения избирательности УПЧИ в коллекторную цепь транзистора VT1 включен полосовой фильтр, состоящий из контуров L7C22C25 и L9L10C30C31. Резисторы R12, R11 и конденсатор C29 предназначены для согласования полосового фильтра с входным сопротивлением первого каскада УПЧИ микросхемы DA1. Элементы C19, C37, C41, C34, L16 и L17 образуют фильтры для развязки по цепи питания предварительного УПЧ и трехкаскадного УПЧ в микросхеме DA1.

Микросхема питается через гасящий резистор R14.

3.4. СХЕМЫ УПЧЗ

Формирование частотной характеристики

В ФСС на входе УПЧЗ применяют одиночные и полосовые фильтры со связью между контурами несколько выше критической. В последнем случае удается получить частотную характеристику с крутыми склонами и почти плоской вершиной. В телевизорах с одноканальным способом приема звука контуры УПЧЗ настраивают на разностную частоту 6,5 МГц. Ширина полосы пропускания УПЧЗ составляет 200 ... 500 кГц. Видеодетектор выделяет видеосигнал и преобразует сигнал ПЧ звука в ЧМ сигнал разностной частоты. Сигнал разностной частоты отделяют от видеосигнала на выходе видеодетектора либо после видеоусилителя. Чтобы уменьшить помехи, амплитуда сигнала ПЧ звукового сопровождения на выходе УПЧИ должна быть в 5–10 раз меньше амплитуды сигнала ПЧ изображения.

Сигнал разностной частоты отделяется с помощью режекторного контура, включенного на выходе видеодетектора или видеоусилителя и настроенного на разностную частоту 6,5 МГц. Если сигнал разностной частоты усиливается в видеоусилителе, то УПЧЗ может содержать меньшее количество каскадов. Однако из-за дополнительной модуляции разностной частоты в видеоусилителе качество звукового сопровождения будет ниже.

В телевизорах черно-белого изображения и цветных телевизорах для выделения сигнала разностной частоты часто используют устройство с отдельным детектором. Это дает возможность подавить с помощью дополнительных режекторных фильтров сигнал ПЧ звука и не пропустить его на вход видеодетектора. В этом случае сигнал разностной частоты, заметный на изображении в виде помехи, не выделяется на выходе видеодетектора и отсутствует в видеоусилителе. Кроме того, исключаются помехи на изображении от сигнала с частотой биений между несущей звука и цветовыми поднесущими при приеме цветной телевизионной передачи.

Модуль УПЧЗ УМ1-2 и УЗЧ УМ1-3 на микросхемах серии К174 для цветных и черно-белых телевизоров

В канале звука цветных и черно-белых телевизоров на микросхемах УПЧЗ и частотный детектор выполнены в виде отдельного модуля УМ1-2 (рис. 3.15). На вход этого модуля (контакт 2) сигнал поступает с вывода 1 модуля

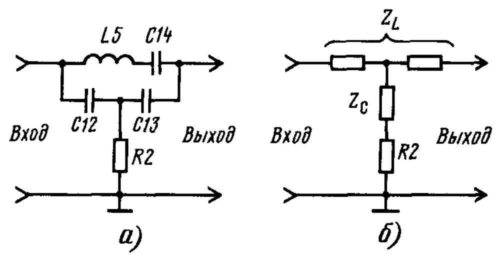


Рис. 3.14

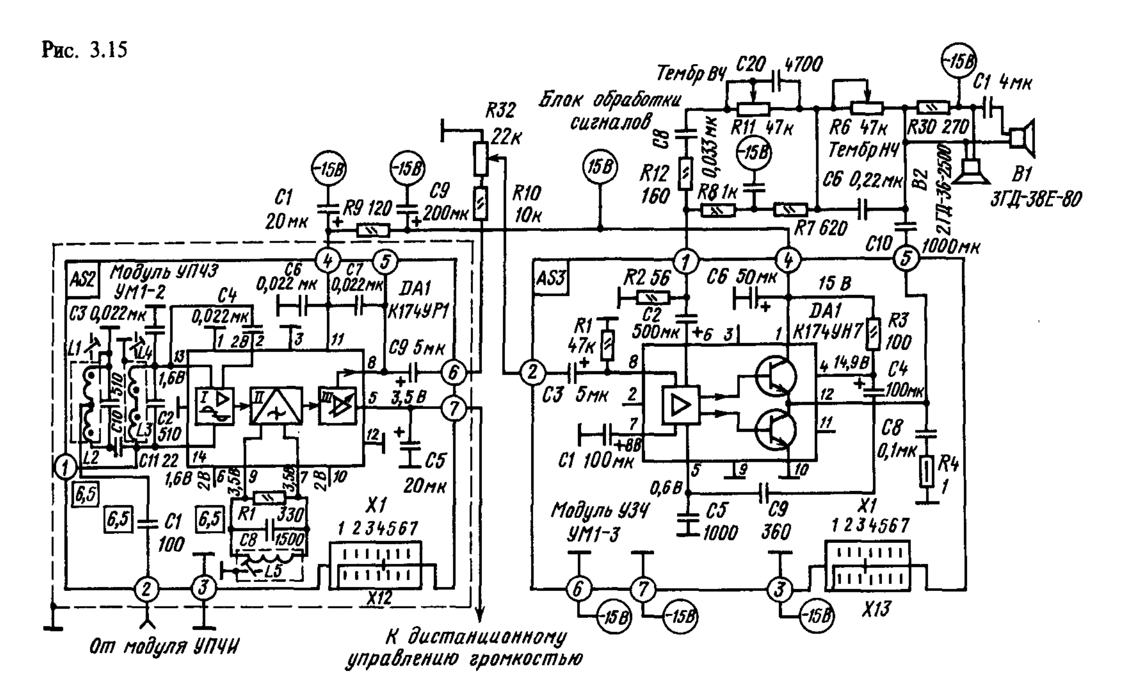


Рис. 3.15

УПЧИ (рис. 3.12). После выделения полосовым фильтром L1L2C10L4L3C2 сигнала разностной частоты 6,5 МГц он поступает на вход (вывод 14) микросхемы DA1 типа К174УР1. В микросхеме происходит усиление, ограничение и детектирование ЧМ сигнала разностной частоты.

Детектирование ЧМ сигнала в микросхеме DA1 осуществляется фазовым способом с помощью детектора произведения, который представляет собой два ключа и нагрузку, соединенные последовательно. Один ключ управляется непосредственно сигналом, а второй напряжением, снимаемым с опорного контура L5C8 (рис. 3.15). Так как ключи соединены последовательно, то ток в нагрузке будет протекать только в те моменты времени, когда ключи замкнуты одновременно, что зависит от разности фаз напряжений, управляющих ключами. Конденсаторы, через которые сигнал поступает на опорный контур и благодаря которым сдвиг фаз между сигналом и опорным напряжением при резонансе равен 90°, расположены в самой микросхеме DA1.

К выводу 5 микросхемы DA1 подключается внешний переменный резистор сопротивлением 4,7 кОм, соединенный с шасси для дистанционного регулирования громкости. Низкочастотный сигнал с вывода 8 DA1 подается на регулятор громкости R32 и на модуль УЗЧ – УМ1-3. Частотная характеристика полосового фильтра УПЧЗ и общая частотная характеристика модуля УПЧИ изображены на рис. 3.16 и 3.17. В модуле УЗЧ применена микросхема DA1 типа К174УН7, которая содержит мощный двухтактный выходной каскад.

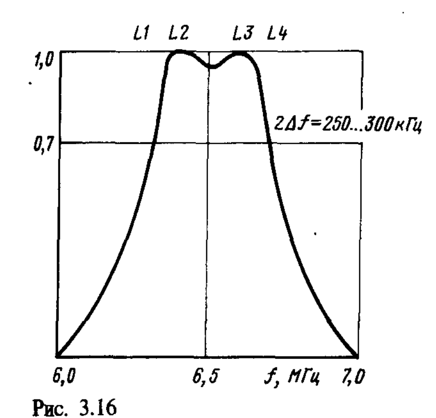


Рис. 3.16

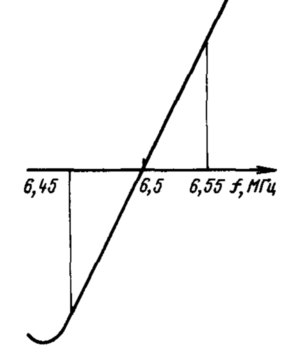


Рис. 3.17

3.5. ВИДЕОДЕТЕКТОРЫ И ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Общие сведения

Видеодетектор выделяет видеосигнал, которым промодулирована несущая ПЧ изображения.

Видеодетектор можно выполнить на точечном германиевом диоде с малой проходной емкостью. Конденсатор на выходе, включенный параллельно резистору нагрузки видеодетектора, отфильтровывает сигнал ПЧ от видеосигнала. Иногда роль этого конденсатора выполняет емкость монтажа или входная емкость следующего за видеодетектором видеоусилителя. Чтобы напряжение на этом конденсаторе успевало измениться по закону огибающей видеосигнала, постоянная времени нагрузки видеодетектора не должна превышать 0,03 мкс.

В зависимости от полярности включения диода на выходе видеодетектора можно выделить видеосигнал положительной или отрицательной полярности. Между видеодетектором и видеоусилителем включают дроссель, образующий с входной емкостью видеоусилителя колебательный контур, настроенный на высшие составляющие видеосигнала, которые «заваливаются» на нагрузке детектора. Дроссель осуществляет высокочастотную коррекцию видеосигнала и предотвращает проникновение сигнала ПЧ на вход видеоусилителя.

Видеоусилитель должен усиливать видеосигнал до амплитуды 70 ... 100 В. При этом оконечный каскад видеоусилителя, подключенный к модулятору кинескопа, должен сохранять работоспособность и не выходить из строя из-за кратковременных высоковольтных пробоев в кинескопе. В видеоусилителях на транзисторах с этой целью применяют специальные высоковольтные транзисторы и устройства защиты от пробоев.

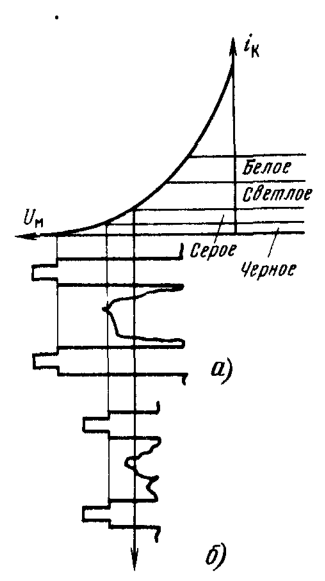


Рис. 3.18

Чтобы при ограниченном сопротивлении резистора нагрузки получить достаточное усиление, в видеоусилителях применяют транзисторы с повышенными значениями коэффициента усиления по току $h_{21э}$. Для полной модуляции кинескопа достаточно напряжения видеосигнала в 40 ... 60 В, однако амплитудная характеристика видеоусилителя с учетом дрейфа параметров транзисторов должна быть линейной до 80 ... 100 В.

Постоянную составляющую видеосигнала желательно передавать с выхода видеодетектора до модулятора кинескопа. Необходимость передачи постоянной составляющей поясняется на рис. 3.18, где показана модуляция тока луча кинескопа видеосигналом. Если в видеосигнале, модулирующем кинескоп, отсутствует постоянная составляющая, то яркость деталей воспроизводимого изображения не будет соответствовать оригиналу. Это происходит из-за того, что уровень напряжения на модуляторе кинескопа, соответствующий черному в воспроизводимом изображении, будет меняться в зависимости от средней освещенности передаваемого изображения. В результате при передаче слабо освещенного изображения (рис. 3.18, *б*) черные детали будут воспроизведены как серые, а серые–как светлые. При передаче ярко освещенного изображения серые детали станут черными, а белые могут стать серыми (рис. 3.18, *а*).

Если постоянная составляющая видеосигнала передается без потерь вплоть до модулятора кинескопа, то однажды установленный уровень черного не меняет своего положения на характеристике кинескопа в течение всей передачи.

Из-за того, что на вход транзисторного видеоусилителя необходимо подать сигнал амплитудой всего несколько десятых вольта (обусловливается характеристиками транзисторов), в видеодетекторе транзисторных телевизоров применяют полупроводниковые диоды (например, Д311), обеспечивающие линейное детектирование столь малых сигналов.

Большое внимание приходится уделять согласованию нагрузочного сопротивления детектора с относительно низким входным сопротивлением транзистора в видеоусилителе. По этой причине между видеодетектором и усилительным каскадом включают эмиттерный повторитель (каскад с эмиттерной нагрузкой), не дающий усиления по напряжению, но выполняющий роль трансформатора сопротивлений. Входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе VT1 в $h_{21э}$ раз больше его сопротивления нагрузки, и это дает возможность исключить шунтирование нагрузки видеодетектора низким входным сопротивлением видеоусилителя. Оконечный каскад видеоусилителя по схеме ОЭ должен развивать выходное напряжение амплитудой в несколько десятков вольт.

Хотя для транзисторных телевизоров разработаны кинескопы, для модуляции которых достаточно напряжения видеосигнала амплитудой 20 ... 40 В, в видеоусилителях таких телевизоров приходится применять специальные транзисторы, которые могут работать при напряжении на коллекторе 100 В и более.

В транзисторных телевизорах модулирующий сигнал всегда подают на катод кинескопа,

так как в этом случае изменяется разиость потенциалов между модулятором и первым анодом кинескопа. При подаче сигнала иа модулятор изменяется разность потенциалов между модулятором и катодом, а между катодом и первым анодом не изменяется. Глубина модуляции в первом случае на 20 ... 25% выше, чем во втором, и от видеоусилителя требуется меньшее выходное напряжение.

Видеодетекторы и видеоусилители на микросхемах

В телевизорах на микросхемах детектирование сигналов ПЧ производится с помощью синхронного детектора. Применение в таких телевизорах в качестве видеодетектора синхронного детектора обусловлено следующими причинами: малым уровнем выходного сигнала УПЧИ (несколько сотен милливольт), который не позволяет получить необходимую линейность преобразования при использовании обычного диодного детектора; меньшими перекрестными искажениями между сигналами разностной частоты и поднесущими цветности при приеме сигнала цветного телевидения.

Синхронный детектор можно представить в виде ключа, переключение которого производится специальным управляющим устройством (рис. 3.19). Если ключ К замыкать синхронно с началом каждого полупериода синусоидальных колебаний, создаваемых источником принимаемого сигнала Г, и размыкать по окончании полупериода с интервалом в Т/2, то в нагрузке детектора $R_н$ возникнут положительные полупериоды синусоиды. При этом постоянная составляющая сигнала будет повторять огибающую колебаний, создаваемых источником принимаемого сигнала.

В микросхеме для управления ключом, который выполнен в виде электронного коммутатора, используется преобразованный входной сигнал. Для того чтобы работа управляющего устройства не зависела от фазы и амплитуды входного сигнала, в его состав введен ограничитель, нагруженный на опорный контур LC, настроенный на несущую ПЧ изображения.

Каскады видеоусилителя, содержащиеся обычно в одной микросхеме с видеодетектором, служат для предварительного усиления видеосигнала. Оконечные каскады видеоусилителя выполняются на дискретных элементах, и их схема аналогична схемам, применяемым в транзисториых телевизорах.

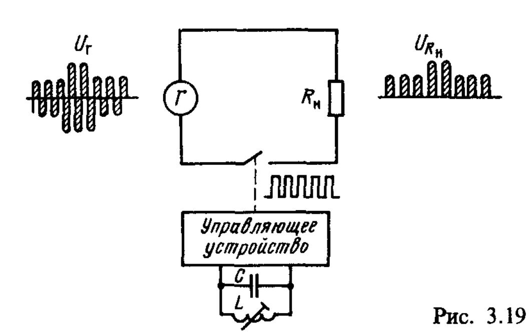


Рис. 3.19

Видеодетектор и предварительный видеоусилитель на микросхеме К174УР2 для черно-белых и цветных телевизоров. В микросхеме DA1 модуля УПЧИ (рис. 3.12) кроме трехкаскадного УПЧИ и АРУ содержатся видеодетектор и предварительный видеоусилитель. В качестве видеодетектора используется синхронный детектор с опорным контуром L18C38C39L11 L12, подключенным к выводам 8 и 9 DA1. Со вторичной обмотки L12 этого контура снимается сигнал ПЧ на схему АПЧГ.

Предварительный видеоусилитель, имеющийся в DA1, дает возможность на ее выводе 11 получить видеосигнал положительной полярности размахом 1,5 В, а на выводе 12 – видеосигнал, из которого затем выделяется ЧМ сигнал разностной частоты 6,5 МГц, подаваемый на модуль УПЧЗ. Переменный резистор R18 не только регулирует размах видеосигнала на выходе, но и изменяет линейность характеристики видеодетектора. При приеме мощных сигналов местных телецентров резистор R18 регулируют так, чтобы получить наибольшее количество градаций яркости в горизонтали 8а – э УЭИТ. При приеме слабых сигналов, искаженных шумами от входных цепей телевизора, резистор R18 следует отрегулировать так, чтобы шумы меньше искажали изображение, а синхронизация была более устойчивой.

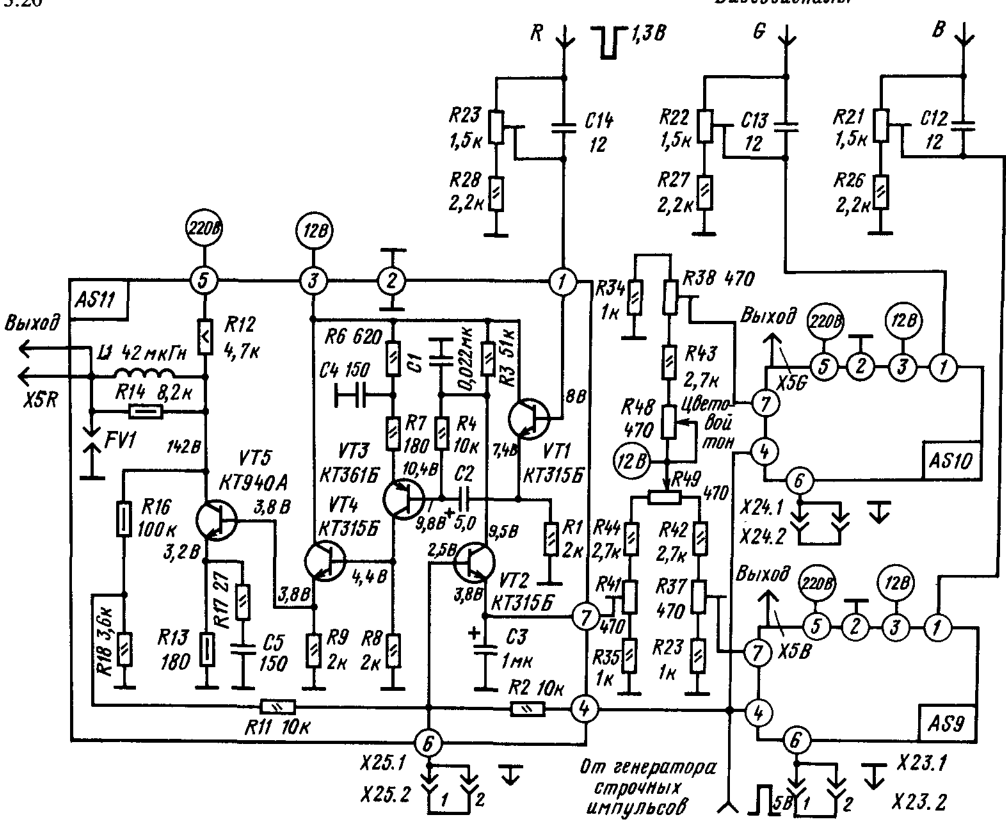
Видеоусилители для цветных и черно-белых телевизоров (рис. 3.20). Они выполнены в виде одинаковых модулей, в которых осуществляется усиление сигналов R, G, B или сигналов яркости черно-белого изображения, подаваемых на катоды кинескопа, до требуемого размаха 70 В, а также привязка этих сигналов к введенному в сигнал E_Y опорному уровню. С движка переменного резистора R23 видеосигналы поступают на базу транзистора VT1, включенного по схеме эмиттерного повторителя. Большое входное сопротивлеиие этого каскада обеспечивает незиачительное изменение АЧХ усилительного тракта при различных положениях движка резистора R23. Дальнейшее усиление видеосигнала осуществляется каскадами на транзисторах VT3 – VT5 без потери постоянной составляющей, восстановленной схемой привязки с транзистором VT2. Разрядник FV1 предотвращает выход из строя транзистора VT5 при пробоях в кинескопе.

3.6. ЯРКОСТНЫЙ КАНАЛ

Требования к яркостному каналу

Выходное напряжение яркостного канала, необходимое для модуляции лучей цветного кинескопа, должна быть 70 ... 110 В. Полоса пропускания ие менее 5,8 МГц с неравномерностью, не превышающей ±3 дБ (относительно частоты 1 МГц). Степень подавления цветовых поднесущих и разностной частоты в яркостном канале должна превышать 18 дБ, а коэффициент нелинейных искажений должен быть менее 15%. В яркостном канале, видеоусилитель которого

Рис. 3.20



обычно состоит из двух-трех каскадов, необходимо обеспечить передачу или восстановление постоянной составляющей, играющей важную роль в получении правильной цветопередачи. Так как непосредственную передачу постоянной составляющей в двух-,трехкаскадном видеоусилителе осуществить трудно, то чаще применяют цепи восстановления постоянной составляющей или цепи привязки к уровню черного либо к уровню синхроимпульсов (см. с. 258).

Канал формирования и усиления видеосигналов на микросхемах серии К174 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II

В канале формирования и усиления видеосигналов осуществляется: выделение, усиление и задержка сигнала яркости E_Y; оперативная регулировка размаха сигнала яркости для изменения контрастности изображения и автоматическая регулировка для ограничения максимального тока лучей кинескопа; фиксация уровня черного и добавление регулируемой постоянной составляющей в сигнале E_Y для настройки яркости изображения; введение опорного уровня для фиксации его в сигналах E_R, E_G и E_B и дифференцированной установки уровня черного в этих сигналах; получение сигнала E_{G-Y} и регулировка размаха сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y} для изменения цветовой насыщенности изображения; получение, усиление и регулировка размаха сигналов E_R, E_G и E_B. Канал содержит модуль AS8 (рис. 3.21) яркостного сигнала E_Y, матрицы сигналов E_R, E_G, E_B и три модуля AS9–AS11 усилителей этих сигналов (рис. 3.20).

Канал формирования и усиления видеосигналов на микросхемах серии К174 показан на рис. 3.21. На входе канала имеется электронно-перестраиваемый фильтр C2L1L3 для поочередного подавления сигналов D_R (4,406 МГц) и D_B (4,25 МГц), автоматически отключаемый при приеме черно-белого изображения. Электронная перестройка фильтра осуществляется с помощью ключа с диодом VD1, на который подаются прямоугольные импульсы, используемые также для построчной коммутации сигналов в канале цветности. Транзистор VT1 служит для отключения фильтра, что достигается при изменении напряжения, подаваемого на его базу через резистор R_6, с 3,5 до 0,4 В. Это управляющее напряжение вырабатывается в модуле обработки и опознавания сигналов цветности.

В DA1 сигнал усиливается, регулируется его размах E_Y, а также осуществляется первая при-

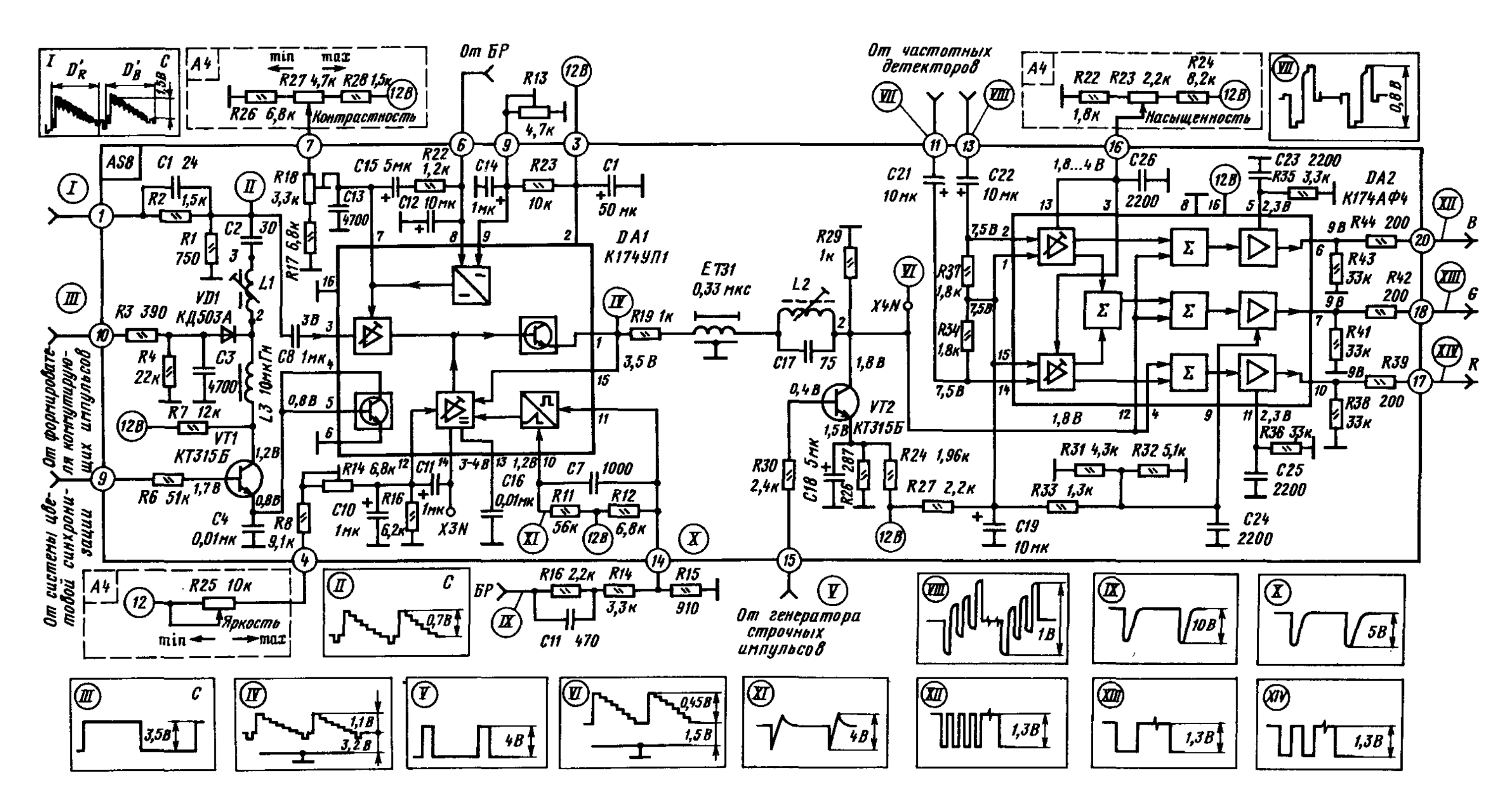


Рис. 3.21

вязка уровня черного и добавление к нему варьируемого постоянного напряжения для регулирования яркости. Коэффициент усиления видеосигнала яркости и контрастность изображения регулируются изменением постоянного напряжения на выводе 7 DA1, и их максимальное значение устанавливается подстроечным резистором R18. Для привязки уровня черного на ключевую схему, имеющуюся в DA1, подаются отрицательные импульсы обратного хода строчной развертки (на вывод 11 непосредственно, а после дифференцирования - на вывод 10).

Регулировка яркости изображения осуществляется изменением положения уровня черного на выходах 1,15 DA от 3,2 до 2,4 В с помощью переменного резистора R25.

Для ограничения тока лучей кинескопа на вывод 8 DA1 из блока разверток подается положительное напряжение, пропорциональное суммарному току лучей. Это напряжение сравнивается с постоянным напряжением, подаваемым на вывод 9 DA1. Если напряжение на выводе 8 DA1 превышает напряжение, установленное на выводе 9, то схема ограничения тока лучей уменьшает напряжение на выводе 7 DA1 и тем самым уменьшает усиление сигнала E_Y. Для задержки сигнала E_Y используется малогабаритная линия задержки ET1 типа ЛЗЯ 0,33/1000. Режекторный контур L2C17, включенный после линии задержки, служит для подавления сигналов второй ПЧ звука 6,5 МГц.

Для регулировки яркости изображения необходимо передать сигнал E_Y с выхода DA1 на катоды кинескопа без потери добавленной для этой цели варьируемой постоянной составляющей. Осуществить такую передачу невозможно из-за недостаточной стабильности режима по постоянному току микросхемы DA2 типа К174АФ4, в которой матрицируются сигналы E_{R-Y}, E_{G-Y}, E_{B-Y} и E_Y, а также из-за трудностей сопряжения по постоянному току выхода микросхемы DA 2 с последующими усилителями сигналов E_R, E_G и E_B. Для преодоления этих трудностей к сигналу E_Y на выходе DA1 добавляется стабильный опорный уровень, который используется затем для привязки сформированных в DA2 сигналов E_R, E_G и E_B. При этом информация о яркости изображения будет содержаться в разнице между уровнем черного в сигнале E_Y и добавленным опорным уровнем, причем эта информация не будет утрачена при потере постоянной составляющей в сигнале E_Y при его дальнейшем прохождении до катодов кинескопа.

Для изменения усилеия сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y}, поступающих на входы DA2, на ее выводы 3 и 13 подается регулируемое напряжение 3,8 ... 1,9 В с делителя R22–R24. Вторая привязка видеосигналов к введенному опорному уровню осуществляется в видеоусилителях сигналов E_R, E_G и E_B (рис. 3.20) с помощью схемы на транзисторе VT2. Транзистор VT2 закрыт на время прямого хода строчной развертки и открывается положительными импульсами обратного хода этой развертки. Ток через транзистор VT2 определяет напряжение на конденсаторе C1. Это напряжение через резистор R4 приложено к базе транзистора VT3 и определяет значение опорного уровня в видеосигнале на выходе всего видеоусилителя.

Вместо неисправной линии задержки ET1 в канале яркости (рис. 3.21) можно использовать линию задержки типа ЛЗЦТ-0,7/1 500 или самодельную, изготовленную по рекомендациям, приведенным далее. При использовании линии задержки типа ЛЗЦТ-0,7/1 500 сопротивление резисторов R19 и R29 должно быть равно 1,5 кОм. Если в качестве линии используется отрезок кабеля задержки типа РКЗ-1200 длиной 17 см или линии с сосредоточенными постоянными ЛЗТ-0,5-1 200 и ЛЗ-0,5-1 200, применяемые в импульсных электронных устройствах, то сопротивление резисторов R19 и R29 надо увеличить до 1,2 кОм.

Самодельная линия задержки яркостного канала с сосредоточенными постоянными (рис. 3.22, *а*) содержит восемь катушек индуктивности и семь конденсаторов. Катушки наматывают на каркас 1, выточенный на токарном станке из эбонита или текстолита. Выводы катушек и конденсаторов припаивают к шпилькам из луженого провода 2, вбитым в отверстия на каркасе между катушками. К толстому луженому проводу 3, расположенному на расстоянии 20 мм, вдоль всего каркаса припаивают заземленные выводы конденсаторов (рис. 3.22, *б*). Сопротивление резисторов R19 и R29-390 ... 470 Ом (рис. 3.21) подбирают, добиваясь наиболее четкого изображения испытательной таблицы - без окантовок теней и повторных контуров около тонких вертикальных линий.

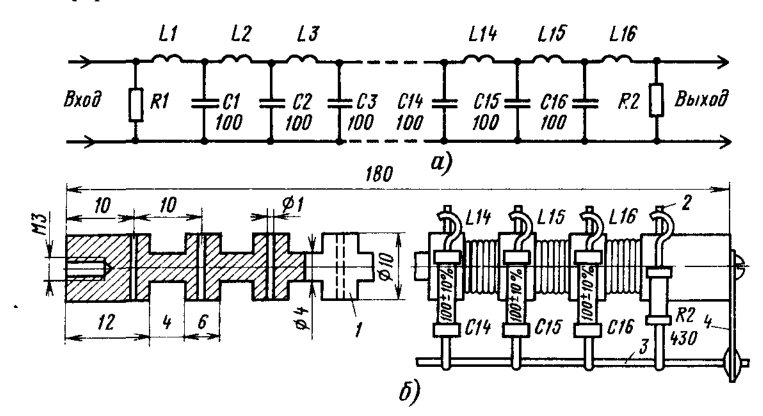


Рис. 3.22

Если задержка в примененной линии велика или мала, то цветные пятна на изображении сдвинутся относительно границ раскрашиваемых деталей вправо или влево. В этом случае коллектор транзистора VT2 и выводы 4 и 12 микросхемы DA 2 (рис. 3.21) подключают к отводам от последних секций линии и добиваются совмещения цветных пятен и деталей изображения.

3.7. КАНАЛ ЦВЕТНОСТИ

Общие сведения

Декодирующее устройство или канал цветности цветного телевизора в виде отдельного блока можно выполнить по структурной схеме, приведенной на рис. 3.4. Схема такого устройства, рассчитанного на получение лишь цветоразностных сигналов E_{R-Y}, E_{G-Y} и E_{B-Y}, оказывается проще, чем схема канала, в котором вырабатываются сигналы цветности E_R, E_G и E_B, не только потому, что отсутствует отдельная матричная схема для получения этих сигналов, но еще и потому, что для усиления сигналов цветности E_R, E_G и E_B необходимы три видеоусилителя с широкой (до 5,5 МГц) полосой пропускания. Цветоразностные сигналы можно усиливать в видеоусилителях с полосой до 1,5 МГц, при этом будет необходим лишь один видеоусилитель с полосой до 5,5 МГц для сигнала E_Y. Однако амплитуда цветоразностных сигналов E_{R-Y}, E_{G-Y} и E_{B-Y} на выходе блока цветности должна быть больше, чем у сигналов E_R, E_G и E_B.

Получить на выходе транзисторного видеоусилителя увеличенный размах усиленных видеосигналов трудно. Поэтому в транзисторных цветных телевизорах в блоке цветности формируются и усиливаются сигналы цветности E_R, E_G и E_B (R, G, B).

Декодирующее устройство на микросхемах серии К155 и К174 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II

Особенностью декодирующего устройства цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.23) является применение в нем специально разработанных микросхем К174ХА1, включающих в себя элементы электронного коммутатора и частотные детекторы произведения, а также микросхем К155ТМ2 и КТ155ЛА3 логической серии. Это позволило значительно уменьшить в декодирующем устройстве число дискретных элементов, особенно катушек индуктивности, которые не поддаются интеграции.

На вход 1 модуля УМ2-1 (AS5) устройства поступает ПЦТС размахом 1,5 В. Конденсатор С14 отфильтровывает НЧ составляющие сигнала. Контур L2C9R17 корректирует ВЧ предыскажения отделенного сигнала цветности. В нагрузке эмиттерного повторителя VT7 находится фильтр-пробка L3C13, настроенный на вторую ПЧ звука (6,5 МГц) и необходимый из-за того, что у имеющихся в устройстве детекторов произведения характеристики со стороны высоких частот не имеют спадающего участка. После усиления каскадом на транзисторе VT8 через эмиттерный повторитель на транзисторе VT9 прямой сигнал поступает на вход 1 модуля задержанного сигнала М2-5 (AS7) и на входы 6 и 10 коммутаторов в DA 2 и DA1 соответственно модуля детекторов сигналов цветности УМ2-2 (AS6).

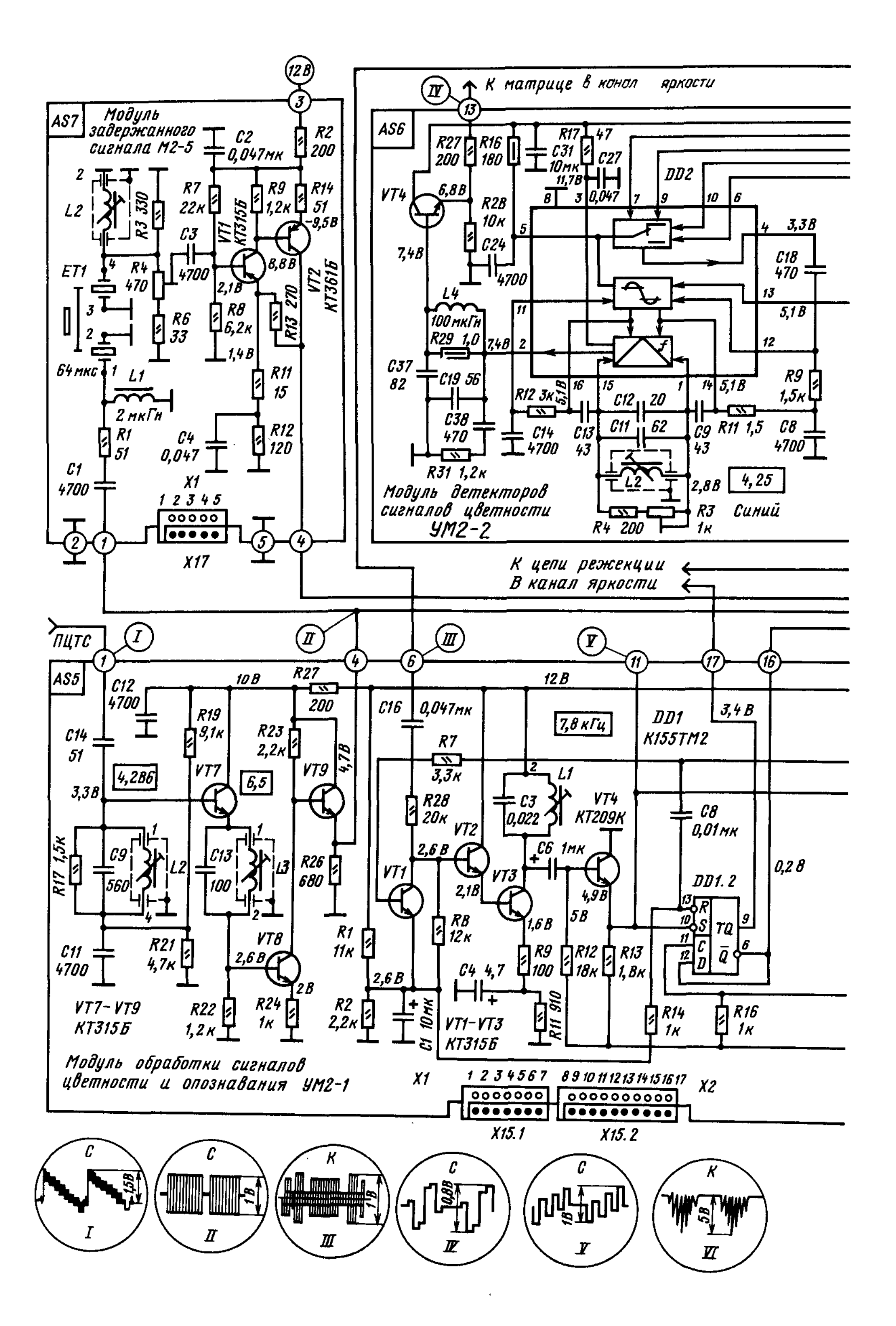
В модуле задержанного сигнала М2-5 цветовые поднесущие задерживаются на время одной строки ультразвуковой линией задержки ET1 типа УЛЗ64-4. Усилитель на транзисторах VT1 и VT2 компенсирует затухание сигналов в этой линии. С выхода 4 модуля М2-5 (AS7) задержанные сигналы поступают на входы 6 и 10 коммутаторов в DA1 и DA2 (соответственно) модуля детекторов сигналов цветности.

Главное требование, предъявляемое к электронному коммутатору,– отсутствие паразитной связи между его входами и выходами через закрытые ветви. Такая связь является причиной перекрестных искажений, которые ухудшают качество цветного изображения. Наиболее заметны эти искажения на красном, синем и пурпурном цветах. Качество изображения оценивается как удовлетворительное, если коэффициент паразитной связи по цветовым поднесущим не превышает –35 дБ. В электронном коммутаторе на DA1 и DA2 модуля детекторов сигналов цветности коэффициент перекрестных искажений не превышает –36 дБ.

С выходов коммутатора (выводы 4 DA1 и DA2) цветовые поднесущие, модулированные цветоразностными сигналами, через конденсаторы С17 и С18 поступают на входы 12 усилителей-ограничителей, имеющихся в DA1 и DA2. При правильной фазе коммутирующих импульсов на вход усилителя-ограничителя в DA1 поступает поднесущая красного цветоразностного сигнала, а на вход усилителя-ограничителя в DA2 – синего цветоразностного сигнала. Элементы R6, C1 и R7, C7, R8, а также R12, C14 и R9, C8, R11 входят в цепи обратных связей, стабилизирующих режим усилителей-ограничителей по постоянному току. Амплитуда сигналов на выходах усилителей-ограничителей не изменяется более чем на ±10% при изменении входного сигнала на +6 и –10 дБ от номинального значения.

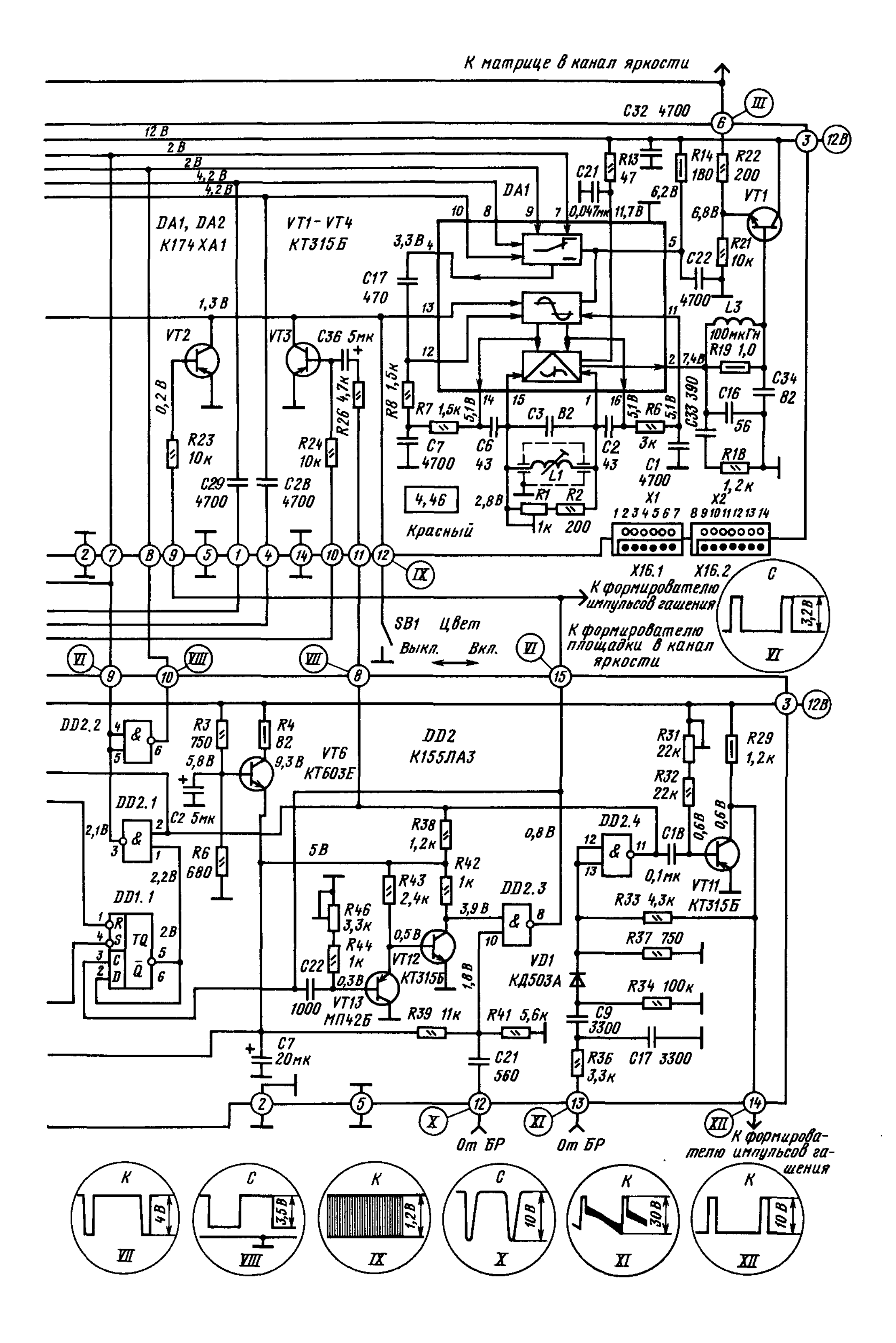
Канал цветности можно принудительно закрывать, замыкая на корпус тумблером SB1 выводы 13 микросхем DA1 и DA2. Такое же замыкание в модуле УМ2-2 (AS6) производится через насыщенный транзистор VT2 во время поступления на его базу через резистор R23 положительных импульсов от генератора строчной развертки. При этом на выходы декодирующего устройства шумы не проходят и в сигналах во время обратного хода лучей по строкам создаются площадки, по которым осуществляется привязка к уровню черного.

Частотные детекторы произведения в микросхемах DA1 и DA2 содержат по два ключа, один из которых управляется ЧМ сигналом с усилителей-ограничителей, а другой – через фазовращатели C9C13L2C11C12R3R4 и C2C6L1C3R1R2. Амплитуда токов в нагрузках детекторов изменяется в зависимости от разности фаз сигналов, управляющих указанными ключами. На резонансных частотах напряжение на контурах L1C3



AS7
Модуль задержанного сигнала М2-5
AS6
К матрице в канал яркости
Модуль детекторов сигналов цветности УМ2-2
К цепи режекции
В канал яркости
ПЦТС
AS5
DD1 К155ТМ2
VT7-VT9 КТ315Б
VT1-VT3 КТ315Б
Модуль обработки сигналов цветности и опознавания УМ2-1
X15.1
X15.2

Рис. 3.23



К матрице в канал яркости
DA1, DA2
К174ХА1
VT1–VT4
КТ315Б
DD2
К155ЛА3
VT6
КТ603Е
Красный
SB1 Цвет
Выкл. Вкл.
К формирователю импульсов гашения
К формирователю площадки в канал яркости
От БР
От БР
К формирователю импульсов гашения

и L2C11C12 сдвинуто на 90° относительно напряжения входного сигнала. При увеличении частоты сигнала этот сдвиг фаз уменьшается и стремится к нулю, а при уменьшении возрастает и стремится к 180°. Таким образом, в зависимости от частоты входного сигнала изменяется напряжение на выходе схемы с управляемыми ключами, т. е. обеспечивается детектирование ЧМ сигнала.

Демодуляционная характеристика детекторов произведения (рис. 3.24, *г*) не пересекает ось частот и имеет загиб в области нижних частот из-за увеличения сопротивления конденсаторов фазовращателей (С2,С6) на этих частотах. Переменными резисторами R1 и R3 осуществляется регулировка выходного напряжения детекторов произведения.

Для того чтобы характеристика детектора синего цветоразностного сигнала имела положительный наклон, конденсаторы С9 и С13 должны быть включены между выводами 1–14 и 16–15 DA1, а не между 1–16 и 14–15, как у DA2.

Нелинейность демодуляционных характеристик при девиации ±280 кГц для сигнала E_{R-Y} и ±230 кГц для сигнала E_{B-Y} не превышает ±5%. Бóльшая нелинейность привела бы к искажению формы демодулированного сигнала, т. е. к неправильной цветопередаче. При девиации ±460 кГц нелинейность демодуляционных характеристик не превышает ±2,5%, что оказывает влияние лишь на воспроизведение цветовых переходов.

На выходе частотных детекторов цепи С33, R18 и С38, R31 осуществляют коррекцию НЧ предыскажений, а фильтры C16L3C34 и C19L4C37 подавляют остатки поднесущих в демодулированном сигнале. Эмиттерные повторители на транзисторах VT1 и VT4 согласуют выходное сопротивление детекторов с входным сопротивлением матрицы сигналов E_R, E_G и E_B в канале яркости.

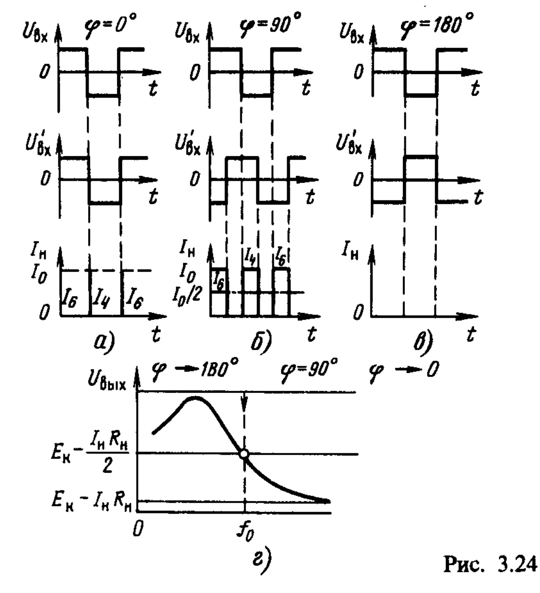


Рис. 3.24

Система цветовой синхронизации (СЦС) в декодирующем устройстве телевизора УПИМЦТ-61-II основана на остановке электронного коммутатора на время обратного хода кадровой развертки. Импульсы для управления электронным коммутатором вырабатываются в формирователе коммутирующих импульсов (ФКИ), на который поступают сигналы от генераторов строчных и кадровых импульсов. В качестве генераторов кадровых и строчных импульсов используются мультивибраторы, расположенные в модуле УМ2-1 (AS5) и управляемые импульсами кадровой и строчной развертки.

Кадровый мультивибратор собран на транзисторе VT11 и одной логической ячейки 2И–НЕ микросхемы DD2.4. Импульсы обратного хода кадровой развертки, используемые для синхронизации этого мультивибратора, имеют пилообразную составляющую и насадку строчных импульсов, образовавшуюся в результате работы цепи коррекции геометрических искажений растра. Цепь R36, C17 отфильтровывает эту насадку и пилообразную составляющую. Для синхронизации используется положительный всплеск импульса, продифференцированного цепью С9, R34 и пропущенного диодом VD1. Длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором, регулируется подстроечным резистором R31.

Строчный мультивибратор собран на транзисторах VT12, VT13 и одной логической ячейке 2И-НЕ микросхемы DD2.3. Для синхронизации этого мультивибратора используется отрицательный импульс обратного хода строчной развертки, поделенный в БОС цепью R17, R18, VD4 и продифференцированной цепью C21,R41. Длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором, регулируется подстроечным резистором R46.

Формирователь коммутирующих импульсов (ФКИ) расположен в модуле УМ2-1 (AS5) и представляет собой один D-триггер DD1.1, выход которого подключен к двум последовательно соединенным ячейкам 2И–НЕ (DD2.1 и DD2.2). Управляемый импульсами строчного и кадрового мультивибраторов ФКИ формирует импульсы VIII (см. осциллограмму на рис. 3.23), подаваемые на коммутатор. Во время обратного хода по кадрам эти импульсы не вырабатываются и коммутатор не работает. В это время на выходах коммутатора появляются чередующиеся сигналы цветовой синхронизации строк D'_R и D'_B (рис. 3.25, *а*), фаза которых определяется только фазой коммутации на телецентре. В результате на выходе дискриминатора сигнала E'_{R-Y} выделяются видеосигналы цветовой синхронизации, имеющие вид биполярной волны (рис. 3.25, *б*). Эти сигналы поступают на вход ключевой схемы VT1–VT3, управляемой сигналами генератора кадровых импульсов, поступающими на базу транзистора VT1 через резистор R7. При этом на фильтр L1C3, настроенный на полустрочную частоту, пропускаются лишь видеосигналы цветовой синхронизации (рис. 3.25, *б*).

Из сигнала, выделенного фильтром (рис.3.25, *в*), транзистором VT4 формируются импульсы VI (рис. 3.23 и 3.25, *г*), поступающие для коррекции фазы на вход 1 триггера DD1.1 и на автоматический выключатель цветности с триггером DD1.2.

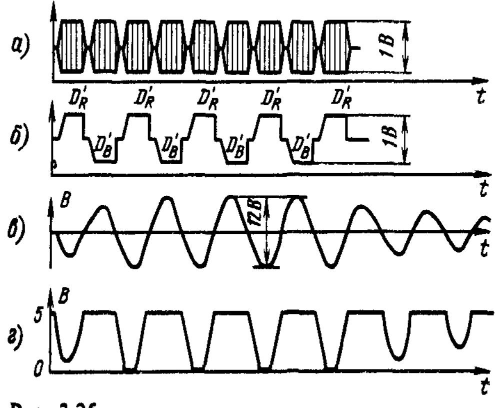


Рис. 3.25

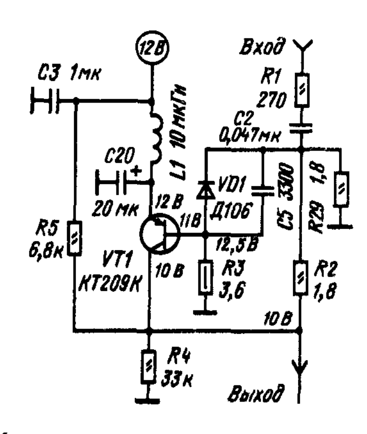


Рис. 3.26

Триггер DD1.2 управляется также сигналами генератора кадровых импульсов через конденсатор C8. Это обусловливает появление на выходе 8 триггера DD1.2 управляющего напряжения, которое через резистор R24 поступает на базу транзистора VT3 в модуле УМ2-2 (A56) и закрывает канал цветности. На базу этого транзистора через цепь R26, C36 поступают также сигналы от генератора кадровых импульсов, что приводит к открыванию канала цветности на время передачи сигналов цветовой синхронизации. Использование фильтра L1,C3 (рис. 3.23) для выделения сигналов цветовой синхронизации повышает помехоустойчивость системы.

3.8. УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ И РАЗВЕРТКИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Селекторы импульсов синхронизации

В телевизионном сигнале амплитуда синхронизирующих импульсов составляет 0,25 от его полного размаха. Отделение (селекция) синхронизирующих импульсов от остальной части телевизионного сигнала производится в устройствах, осуществляющих амплитудную селекцию. В качестве амплитудных селекторов в современных телевизорах находят применение устройства с полупроводниковыми диодами, биполярными или полевыми транзисторами и микросхемами.

Цепи разделения синхроимпульсов. Чтобы использовать синхронизирующие импульсы для синхронизации генераторов развертки луча кинескопа по строкам и по кадрам, необходимо разделить их на строчные и кадровые. Отделение кадровых синхронизирующих импульсов, имеющих большую длительность, производится интегрирующей цепью. Для выделения импульсов строчной синхронизации служит дифференцирующая (укорачивающая) цепь.

Предварительный селектор синхронизирующих импульсов цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.26). Такой селектор, выполненный на транзисторе VT1, применен для качественной синхронизации разверток при неблагоприятных условиях приема. При отсутствии видеосигнала транзистор VT1 находится в режиме отсечки. Открывается он синхронизирующими импульсами видеосигнала отрицательной полярности, поступающего на базу транзистора через резистор R1, конденсатор C2 и помехоподавляющую цепь VD1, C5. Конденсаторы C2 и C5 быстро заряжаются током базы транзистора, и на их нижних по схеме обкладках возникает положительный потенциал. Во время передачи сигналов изображения между синхронизирующими импульсами транзистор VT1 закрыт, так как время разрядки конденсаторов C2 и C5 через резистор R3 велико. Появившиеся в коллекторной цепи транзистора VT1 синхронизирующие импульсы ограничены снизу из-за отсечки коллекторного тока и сверху из-за его насыщения.

Если бы помехоподавляющей цепи VD1,C5 не было, то помехи, превышающие синхронизирующие импульсы, заряжали бы конденсатор C2 и закрывали бы транзистор VT1 на время нескольких десятков синхронизирующих импульсов. В схеме на рис. 3.26 напряжение, создаваемое помехой, быстрее заряжает конденсатор в цепи VD1,C5 благодаря тому, что C2 > C5. Открывшийся диод VD1 быстро разряжает конденсатор C5, который после этого начинает заряжаться в обратном направлении током разрядки конденсатора C2. Так как диод VD1 в это время закрыт, постоянная времени разрядки в цепи с двумя конденсаторами C2 и C5, соединенными последовательно, оказывается малой. Благодаря этому закрывающее напряжение на базе транзистора VT1 спадает быстро и количество пропущенных синхронизирующих импульсов оказывается меньшим, чем при отсутствии помехоподавляющей цепи VD1,C5.

Генераторы строчной развертки

В генераторах строчной развертки вырабатывается переменный ток пилообразной формы частотой 15 625 Гц, необходимой для получения плавного и равномерного движения луча

по экрану кинескопа вдоль строк слева направо с последующим быстрым его возвратом к началу следующей строки. В современных кинескопах луч движется под действием переменного магнитного поля, создаваемого катушками отклоняющей системы. В генераторах пилообразного тока строчной развертки в качестве генератора, задающего частоту генерируемых импульсов, используются блокинг-генераторы, мультивибраторы и пороговые устройства.

Задающий генератор строчной развертки в микросхеме К174АФ1 (3.27). Он содержит генератор постоянного тока, токовый повторитель, электронный переключатель и два пороговых устройства для управления триггером (рис. 3.27). Электронный переключатель предназначен для коммутации внешнего времязадающего конденсатора С9 на токовый повторитель или на генератор постоянного тока.

Если переключатель находится в положении 1, конденсатор С9 разряжается по пилообразному закону на генератор постоянного тока и внешнюю нагрузку, соединенную с выводом 15 микросхемы. Когда напряжение на конденсаторе С9 понизится до потенциала U_2, в пороговом устройстве 2 сформируется импульс, который перебросит триггер в другое устойчивое состояние. Триггер переведет переключатель в положение 2, и начнется зарядка конденсатора С9 через токовый повторитель. Когда напряжение на конденсаторе С9 достигнет потенциала срабатывания порогового устройства 1, сформируется импульс, перебрасывающий триггер, который переведет переключатель в положение 1. После этого снова начнется процесс разрядки конденсатора С1 и далее работа задающего генератора будет повторяться. Пилообразное напряжение, снимаемое через развязывающий каскад с конденсатора С9, используется для формирования импульсного напряжения, управляющего оконечным каскадом строчной развертки и для цепи АПЧиФ. Противофазные импульсы триггера используются для этих же целей.

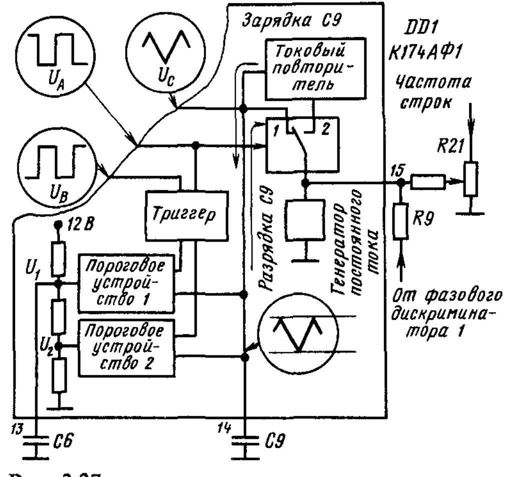


Рис. 3.27

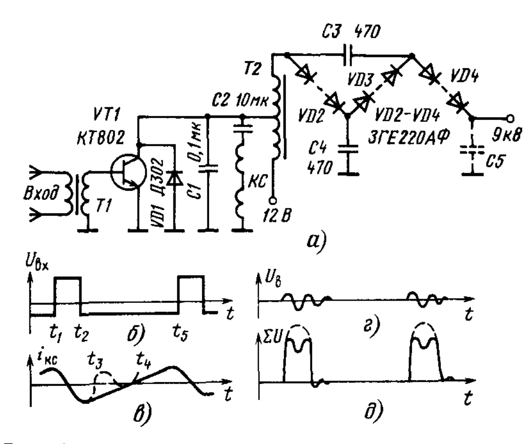


Рис. 3.28

Выходной каскад строчной развертки на транзисторе (рис. 3.28, *а*). Такой каскад, применяемый в черно-белых и цветных телевизорах, работает по принципу симметричного ключа (рис. 3.28, *а*). В качестве ключа используется достаточно высокочастотный мощный транзистор VT1, способный выдерживать импульсные токи до 5 ... 8 А и обратные импульсные напряжения до 150 В, имеющий небольшое сопротивление в режиме насыщения. Так как транзистор VT1 проводит ток лишь в одном направлении, то для получения симметричной вольт-амперной характеристики ключа в устройство добавлен диод VD1, который является также демпферным. Управление транзистором VT1 производится подачей в цепь его базы через трансформатор Т1 прямоугольных импульсов напряжения от промежуточного усилителя. В момент t_2 (рис. 3.28, *б*) транзистор VT1 закрывается. Из-за резкого прекращения тока в контуре, образованного индуктивностью трансформатора Т2, строчными отклоняющими катушками КС и конденсаторами С1 и С2, возникают колебания. Через половину периода этих колебаний в момент t_3 ток в индуктивной ветви контура изменит направление, что приведет к открыванию диода VD1, который демпфирует колебания (штрих на рис. 3.28, *в*). Во время t_3 диод VD1 проводит и ток в индуктивной ветви контура и в строчных отклоняющих катушках изменяется почти линейно. В момент времени t_4 этот ток изменяет направление и начинает протекать не через диод VD1, а через транзистор VT1. Во время закрывания транзистора VT1 на обмотках трансформатора VT2 и строчных отклоняющих катушках возникает напряжение, имеющее вид импульсов синусоидальной формы (рис. 3.28, *г*).

Для облегчения режима работы транзистора VT1 по пробивному напряжению контур, образованный повышающей обмоткой и ее паразитными емкостями, настраивают на третью гармонику частоты колебаний во время обратного хода. Колебания напряжения с частотой третьей гармоники (рис. 3.28, *г*) трансформируются из повышающей обмотки трансформатора Т2 в его первичную обмотку, складываются с импульса-

ми на коллекторе транзистора VT1 и понижают их амплитуду (рис. 3.28, *д*).

Выходной каскад строчной развертки на тиристорах (рис. 3.29). По сравнению с транзисторами тиристоры менее чувствительны к перегрузкам и поэтому более надежны. Применяя тиристоры, можно создавать в выходных каскадах строчной развертки большие запасы мощности, которые после преобразования будут использоваться для питания некоторых каскадов телевизора.

Упрощенная эквивалентная схема каскада (рис. 3.29, *а*) состоит из переключателя обратного хода – тиристора VT1, диода VD1 (VT1, VD2 на рис. 3.29, *б*), переключателя прямого хода тиристора VT2 и диода VD2 (VT2 и VD6 на рис. 3.29, *б*), колебательного контура отклоняющей системы L_oC_o и коммутирующего контура $L_кC_к$ (L4,C6 на рис. 3.29, *б*). В результирующую индуктивность L_o контура отклоняющей системы входит индуктивность обмоток выходного трансформатора строчной развертки T1 (рис. 3.29, *б*), регулятора линейности строк и строчных катушек отклоняющей системы 5–4, 7–6. Емкость C_o представляет собой емкость конденсатора S-образной коррекции отклоняющего тока (C9 и C11 на рис. 3.29, *б*). Емкости $C_к$ и C_o и индуктивности L_o и $L_к$ работают как накопители энергии во время прямого и обратного ходов строчной развертки. Индуктивность дросселя L1 (L3 на рис. 3.29, *б*) рассчитана на необходимое пополнение энергией устройства развертки и создание импульсов управления переключателем прямого хода на тиристоре VT2 через формирующую цепь ФЦ.

Переключатель обратного хода на тиристоре VT1 управляется импульсами задающего генератора строчной развертки с частотой 15 625 Гц. Анод тиристора VT1 постоянно соединен через дроссель L1 с источником напряжения питания. Тиристор VT1 включается сразу после появления на его управляющем электроде положительного импульса.

Анод тиристора VT2 не связан с источником положительного напряжения. Положительный импульс, поступивший на управляющий электрод тиристора VT2, лишь подготавливает его к включению. Открывается тиристор VT2 по цепи анода положительным напряжением, образовавшимся на одной из обкладок конденсаторов C_o или $C_к$.

Из-за наличия индуктивностей L_o и $L_к$ при резких изменениях токов на анодах тиристоров могут возникнуть большие отрицательные импульсы напряжения. Для защиты тиристоров от пробоев этими напряжениями включены диоды VD1 и VD2 (рис. 3.29, *а*), которые используются также для формирования отклоняющего тока. Работа каскада основана на процессах зарядки и разрядки емкостей $C_к$ и C_o, процессе накопления и отдачи магнитной энергии индуктивностями L1, L_o и $L_к$ через тиристоры и диоды.

На рис. 3.30 представлены диаграммы, поясняющие работу выходного каскада строчной развертки на тиристорах. Сплошная линия показывает форму отклоняющего тока, штриховая – коммутирующего тока, штрихпунктирная – тока, протекающего через дроссель L1. В отрезок времени t_2-t_3 отклоняющий ток формируется в результате разрядки емкости C_o на индуктивность L_o через открытый тиристор VT2 (рис. 3.29, *а*). Относительно большая емкость C_o является источником практически постоянного напряжения, и ток через L_o изменяется достаточно линейно. В этот отрезок времени диод VD1 и тиристор VT1 оказываются закрытыми.

В момент времени t_3 тиристор VT1 открывается импульсом от задающего генератора строчной развертки. В это время отклоняющий ток в цепи C_o, L_o, VT2 продолжает нарастать, в цепи $L_к$, VT1, VT2, $C_к$ ток изменяется по синусоидальному закону из-за резонанса в контуре $L_кC_к$, а в цепи L1, VT1 ток изменяется линейно. Из-за того, что через тиристор VT2 протекают оба этих тока в противоположных

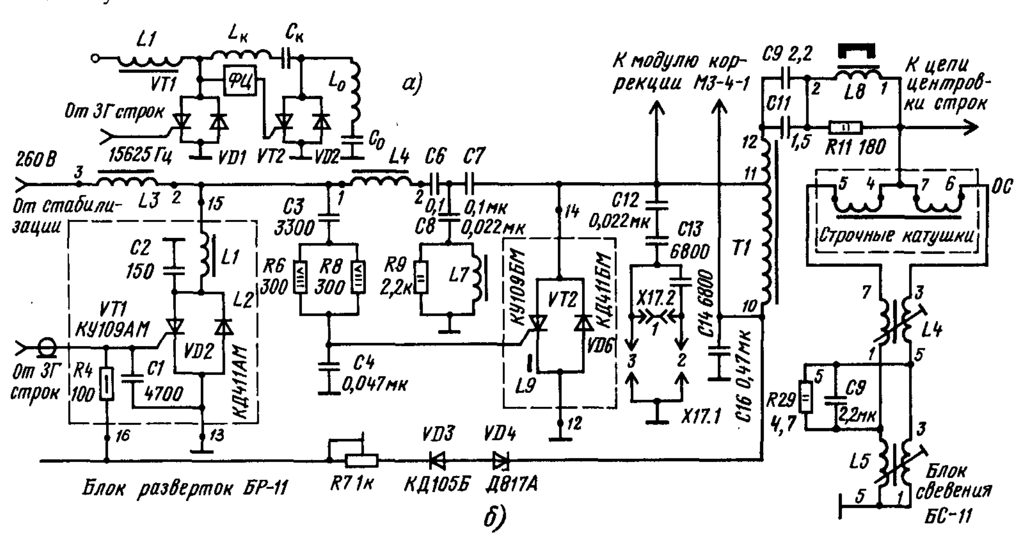


Рис. 3.29

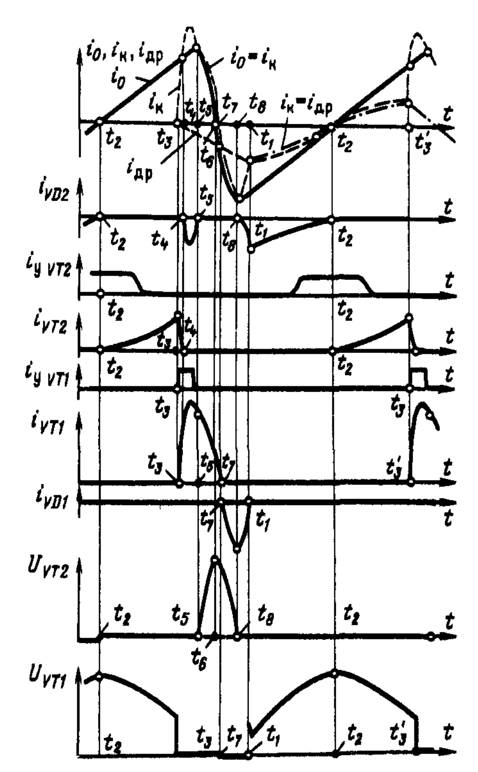


Рис. 3.30

направлениях, в момент t_4, когда увеличивающийся ток $i_к$ становится равным $i_о$, тиристор VT2 закрывается и его функции начинает выполнять диод VD2, который пропускает оба этих тока, пока $i_к > i_о$.

В отрезок времени $t_4 - t_5$ ток $i_о$ продолжает нарастать, а ток $i_к$ достигает максимума и конденсатор $C_к$ начинает перезаряжаться. В момент t_5 токи $i_к$ и $i_о$ становятся равными, диод VD2 отключается и начинается обратный ход развертки. В отрезок времени $t_5 - t_6$, пока тиристор VT1 открыт, конденсатор $C_к$ перезаряжается за счет энергии, накопленной в индуктивности $L_к$. Резонансная частота этого контура определяет время обратного хода, которое составляет 10 ... 12 мкс. В момент времени t_6 ток проходит через нуль и меняет направление, а напряжение на индуктивности $L_о$ и на тиристоре VT2 достигает максимума и начинает падать. Но тиристор остается закрытым, так как на его управляющем электроде нет запускающего импульса.

После момента t_6 через тиристор VT1 протекают токи $i_{др}$ и $i_о = i_к$, направленные навстречу друг другу, до тех пор, пока $i_{др} > i_о$. В отрезок времени $t_6 - t_7$ энергия, накопленная в емкости $C_к$, переходит в индуктивность $L_о$. В момент t_7 токи $i_{др}$ и $i_о$ становятся равными, тиристор VT1 отключается и разностный ток начинает протекать через диод VD1. В момент t_8, когда отрицательная полуволна тока $i_о$ достигает максимума, напряжение на индуктивности $L_о$, возникающее за счет изменения этого тока, проходит через нуль и становится отрицательным. Это приводит к открыванию диода VD2.

После этого начинается прямой ход строчной развертки, и энергия магнитного поля индуктивности $L_о$ переходит в энергию электрического поля емкости $C_о$. За счет энергии, накопленной в этом контуре во время обратного хода, ток $i_о$ протекает линейно. В коммутирующем контуре ток $i_к$ изменяется по синусоидальному закону на более высокой частоте, так как индуктивность $L_о$ из этого контура оказывается отключенной. Через диод VD1 навстречу друг другу протекают оба тока $i_к$ и $i_{др}$ до тех пор, пока $i_к > i_{др}$. В момент t_1 токи $i_к$ и $i_{др}$ становятся равными, разность потенциалов, приложенная к диоду VD 1, оказывается равной нулю, и он закрывается. Возникающая в этот момент противо-ЭДС через формирующую цепь ФЦ поступает на управляющий электрод тиристора VT2 и подготавливает его к включению, которое становится возможным лишь после закрывания диода VD2. Ток $i_о$ продолжает линейно нарастать. Вблизи момента t_2 ток $i_{др} = i_к$ изменяет свое направление и процессы в выходном каскаде повторяются.

Из рис. 3.30 видно, что обратный ход развертки начинается не в момент поступления управляющего импульса задающего генератора (t_3), а несколько позже (t_5). Поэтому в задающем генераторе строчной развертки должна быть цепь, создающая необходимое опережение фронта управляющих импульсов относительно начала обратного хода.

Кроме того, из рис. 3.30 следует, что ток $i_{др}$, изменяющий свое направление в момент t_2, в первой половине прямого хода развертки течет от источника питания в выходной каскад, а во второй половине прямого хода поступает из выходного каскада в источник питания. Эта особенность схемы используется для стабилизации размера изображения по горизонтали.

Высоковольтный выпрямитель (рис. 3.31). При быстрых изменениях тока во время обратного хода луча на строке на первичной обмотке трансформатора ТВС образуются положительные импульсы напряжения (рис. 3.28, *д*). Эти импульсы используются для получения высокого напряжения, питающего анод кинескопа. С этой целью напряжение импульсов увеличивается с помощью повышающей секции первичной обмотки, и импульсы напряжения заряжают конденсатор C4 через высоковольтный выпрямитель VD2.

Высокое напряжение для питания второго анода кинескопа в телевизорах на транзисторах составляет 6 ... 15 кВ и более. Это означает, что при допустимой амплитуде импульса обрат-

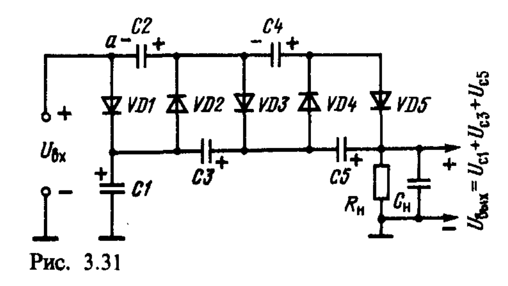


Рис. 3.31

ного хода на коллекторе транзистора VT1 (рис. 3.28, *а*) 80 ... 140 В коэффициент трансформации повышающей обмотки трансформатора Т2 должен быть около 100. При этом и число витков, и паразитная емкость повышающей обмотки будут очень большими. Уменьшив оба этих параметра до допустимых пределов, получить требуемое значение высокого напряжения удается, лишь используя выпрямитель с высоковольтными столбиками VD2–VD4 по схеме импульсного умножения напряжения.

Выпрямитель, состоящий из пяти выпрямительных столбиков и четырех конденсаторов (рис. 3.31), представляет собой импульсный утроитель напряжения УН 8,5/24-1,2А, который при малой нагрузке ($R_н \to \infty$) работает следующим образом. При появлении на аноде столбика VD1 положительного импульсного напряжения конденсатор С1 быстро заряжается до амплитудного значения этого напряжения $U_{C1} = U_{вх}$. В течение времени, когда напряжение на аноде VD1 отсутствует, конденсатор С2 заряжается через диод VD2 напряжением, имеющимся на конденсаторе С1 ($U_{C2} = U_{вх}$). Когда в точке «а» вновь появляется положительное импульсное напряжение, оно суммируется с напряжением, имеющимся на конденсаторе С2. Сумма этих напряжений ($U_{C2} + U_{вх}$) заряжает через диод VD3 конденсатор С3. Но так как конденсатор С3 соединен последовательно с конденсатором С1, на котором уже имеется напряжение $U_{C1} = U_{вх}$, то напряжение, до которого зарядится конденсатор С3, оказывается $U_{C3} = U_{вх}$.

Заряды конденсатора С4 происходят за счет того, что к одной его обкладке приложено напряжение U_{C2}, а к другой – через столбик VD4 – напряжение $U_{C1} + U_{C3}$. В итоге конденсатор С4 заряжается разностью этих напряжений $U_{C4} = U_{C1} + U_{C3} - U_{C2}$.

Конденсатор С5 при появлении положительного импульсного напряжения на входе заряжается через столбик VD5 разностью напряжений $(U_{BX} + U_{C2} + U_{C4}) - (U_{C1} + U_{C3}) = U_{C5} = U_{вх}$. Напряжение на выходе утроителя оказывается равным сумме напряжений на конденсаторах С1, С3 и С5, так как все они включены последовательно с нагрузкой, т.е. $U_{вых} = 3U_{вх}$.

Утроители, конструктивно оформленные в виде отдельных блоков, выпускаются промышленностью под маркой УН 8,5/25-1,2 и УН 9/27-1,3. Они позволяют получить напряжение до 24,5 ... 27 кВ при токе нагрузки до 1 ... 1,3 мА и входном напряжении до 8,5 кВ. При изменении тока нагрузки от 0 до 1 мА перепад выходного напряжения не превышает 2,5 кВ. Селеновые столбики и конденсаторы залиты в блоке эпоксидной смолой, обладающей высоким сопротивлением изоляции и большой теплоемкостью. Благодаря этому удается избежать загрязнения и попадания влаги на детали блока и устранить возможность возникновения коронных разрядов.

Стабилизация строчной развертки

Стабилизация строчной развертки устраняет влияние колебаний напряжения питающей сети, изменения параметров ламп и нагрузки выпрямителя высокого напряжения на размер изображения по горизонтали и на значение высокого ускоряющего напряжения для питания кинескопа. Между значением тока в строчных отклоняющих катушках и значением импульса напряжения на них, возникающего во время обратного хода, существует жесткая зависимость. Поэтому в широко применяемых системах стабилизации строчной развертки используется принцип автоматического регулирования режима генератора развертки в зависимости от импульсного напряжения на обмотках ТВС.

В простейшей схеме стабилизации импульсное напряжение с обмотки ТВС выпрямляется и используется для создания напряжения управляющего режимом оконечного каскада строчной развертки. Однако чувствительность и глубина регулирования в такой схеме оказываются низкими. Повысить чувствительность можно, применив усилитель в цепи регулирования или сняв с обмотки ТВС большое импульсное напряжение и выпрямив лишь его часть, в которой относительные изменения из-за нестабильности велики. В качестве выпрямителей с большой и стабильной отсечкой используются, например, варисторы.

В общем случае регулирование размеров изображения по горизонтали производится изменением количества энергии, потребляемой выходным каскадом строчной развертки.

Стабилизация тиристорного устройства строчной развертки производится изменением количества энергии, возвращающейся из выходного каскада в источник питания во второй половине прямого хода развертки (см. рис. 3.30). В модуле стабилизации М3-3 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.32) ток в выходной каскад поступает от источника напряжения 260 В через контакт 2 диод VD1 и контакт 1, а возвращается в него через контакт 1, тиристор VT3 и контакт 2. Диод VD1 для тока, протекающего в блок питания, включен в непроводящем направлении, и регулировка этого тока осуществляется изменением времени открывания тиристора VT3. Количество возвращенной энергии зависит от интервала времени между открыванием тиристора VT3 (рис. 3.32) и тиристора VT1 (см. рис. 3.30). Чем больше время, в течение которого часть энергии возвращается в источник питания, тем меньше размер изображения и напряжение на аноде кинескопа.

Если питающее напряжение 260 В увеличивается, то возрастает размах импульсов обратного хода, снимаемых с выходного строчного трансформатора и подаваемых на контакты 3 и 4 модуля стабилизации (рис. 3.32). При этом увеличивается постоянное напряжение на подвижном контакте переменного резистора R12, поскольку одновременно возрастает напряжение, выпрямленное диодом VD6, и напряжение, поступающее от источника 260 В через резистор R10. Из-за этого пилообразное напряжение, сформированное из импульсов обратного хода цепью R18, С6, VD7, R17, С5, VD4, будет иметь на базе транзистора VT2 большую постоянную составляющую. Открывание транзисторов VT2, VT1 и тиристора VD3 ускорится, доля энергии, возвращающейся из выходного каскада в источ-

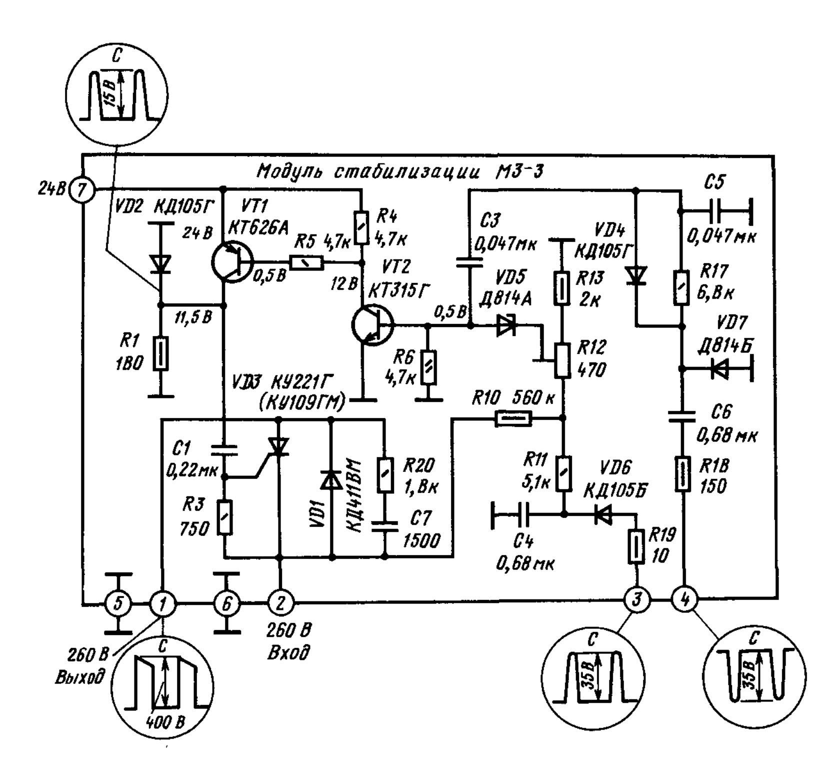


Рис. 3.32

ник питания 260 В, увеличится, что скомпенсирует увеличение горизонтального размера изображения, возникшее из-за роста напряжения 260 В.

При увеличении тока лучей кинескопа из-за возрастания нагрузки на выходной каскад строчной развертки уменьшаются амплитуда импульсов обратного хода и напряжение на аноде кинескопа. Снижение напряжения, выпрямленного диодом VD6, замедляет открывание транзисторов VT2, VT1 и тиристора VT3. При этом энергия, возвращающаяся из выходного каскада строчной развертки в блок питания, уменьшается. Мощность, вырабатываемая выходным каскадом, растет, и уменьшение амплитуды импульсов обратного хода и напряжения на аноде кинескопа компенсируется.

Автоматическая подстройка частоты и фазы строчной развертки

При приеме слабых сигналов внутренние шумы телевизора и импульсные помехи накладываются на синхронизирующие импульсы и могут изменить их форму и амплитуду. В результате вертикальные линии в принятом изображении будут выглядеть изломанными, а четкость изображения будет понижена. Искажения кадровых синхронизирующих импульсов меньше сказываются на качестве изображения, так как помехи отфильтровываются интегрирующей цепью, формирующей импульсы для синхронизации задающего генератора. Для улучшения качества изображения применяют помехоустойчивые цепи синхронизации строчной развертки, работающие по принципу автоматической подстройки частоты и фазы (АПЧиФ) задающего генератора. В таких цепях в результате сравнения частоты и фазы синхронизирующих импульсов с частотой и фазой импульсов от генератора развертки вырабатывается напряжение, управляющее частотой задающего генератора. В результате частота колебаний задающего генератора поддерживается равной частоте приходящих синхронизирующих импульсов.

Из-за высокого уровня помех в переносных телевизорах постоянную времени фильтра на выходе цепи АПЧиФ делают большой, а для расширения полосы схватывания в некоторых случаях между цепью АПЧиФ и задающим генератором включают усилитель постоянного тока.

Двухступенчатая цепь АПЧиФ с автоматическим переключением фильтра на выходе (рис. 3.33) обладает универсальными свойствами – широкой полосой схватывания и высокой степенью защиты от импульсных помех. В ней синхронизирующие импульсы от амплитудного селектора $f_c \varphi_c$ сравниваются в фазовом дискриминаторе 1 с импульсами задающего генератора ($f_{ген} \varphi_{ген}$). Полученное управляющее напряжение через ФНЧ1 поступает на задающий генератор для коррекции его частоты и фазы. Крутизна частотной характеристики дискриминатора 1 и постоянная времени ФНЧ1 под воздействием переключающего

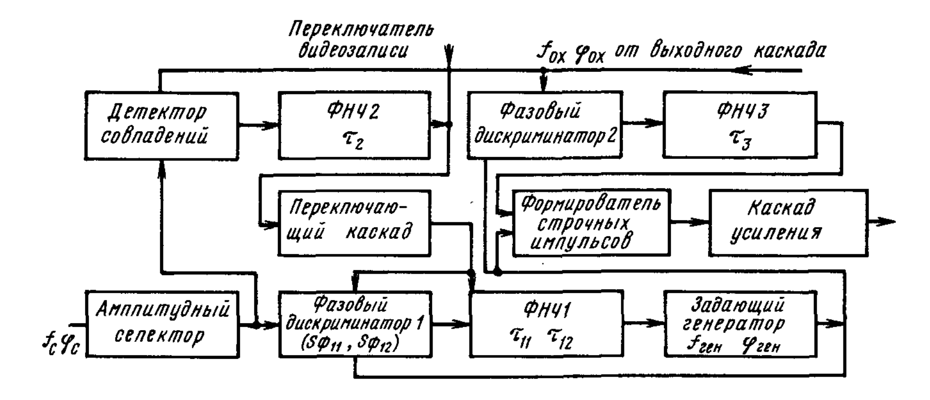


Рис. 3.33

каскада могут изменяться, принимая значения $S\Phi_{11}$, $S\Phi_{12}$ и τ_{11}, τ_{12}.

При отсутствии синхронизации для расширения полосы схватывания нужна большая крутизна $S\Phi_{12}$ и малая постоянная времени τ_{11} ФНЧ1. Как только синхронизация произойдет, крутизна переключится на меньшую $S\Phi_{11}$, а постоянная времени на большую τ_{12}. Переключение производится автоматически с помощью детектора совпадения, напряжение на выходе которого появляется лишь при совпадении фаз синхронизирующих импульсов и импульсов обратного хода строчной развертки. При этом открываются переключающие устройства в ФНЧ1 и фазовом дискриминаторе 1. Для повышения помехоустойчивости открывание осуществляется через ФНЧ2 и дополнительный переключающий каскад, представляющий собой пороговое устройство – триггер Шмитта.

Временной интервал между завершением процесса синхронизации и переключением крутизны дискриминатора 1, а также постоянной времени ФНЧ1 определяется постоянной времени ФНЧ2.

Если телевизор используется для воспроизведения магнитной видеозаписи, то из-за колебаний скорости движения пленки можно ожидать большего отклонения частоты синхронизирующих импульсов. При этом устройство переключения необходимо отключить переключателем видеозаписи.

Все устройства, показанные на рис. 3.33, объединены в одной микросхеме К174АФ1, в которую входят также задающий генератор строчной развертки и формирователь строчных импульсов. Фазовый дискриминатор 2 и ФНЧ3 служат для создания опережения строчных импульсов относительно начала обратного хода, которое осуществляется в формирователе с одновременным изменением формы импульсов, управляющих оконечным каскадом, из пилообразной в прямоугольную. Указанное опережение необходимо для выходного каскада строчной развертки на тиристорах (см. рис. 3.29). Напряжение на выходе фазового дискриминатора 2 зависит от сдвига фаз между импульсами задающего генератора и импульсами обратного хода и позволяет устранить фазовые сдвиги, возникающие при изменении нагрузки выходного каскада.

Модуль синхронизации и управления строчной разверткой на микросхеме К174АФ1

В цветных и черно-белых телевизорах формирование импульсов для синхронизации и управления выходным каскадом строчной развертки осуществляется в отдельном модуле М3-1 (AR1). В этом модуле синхронизирующие импульсы ограничиваются и разделяются на строчные и кадровые, происходит также генерирование импульсов с частотой строк, синхронизация задающего генератора посредством цепи АПЧиФ, усиление и формирование прямоугольных импульсов длительностью 5...8 мкс для управления выходным каскадом строчной развертки на транзисторах или тиристорах (см. рис. 3.28, 3.29).

В модуле синхронизации и управления строчной разверткой (рис. 3.34) применена микросхема DA1 типа К174АФ1, в которой содержится двухступенчатая цепь АПЧиФ с автоматическим переключением постоянной времени ФНЧ (см. рис. 3.33). Транзисторы VT1 и VT2 работают в каскадах формирования и усиления управляющих импульсов. На контакт 7 модуля подается смесь синхронизирующих импульсов положительной полярности от предварительного амплитудного селектора (рис. 3.32).

После ограничения в основном селекторе 1 синхронизирующие импульсы выводятся из DA1 через вывод 7 и разделяются цепями R6, C18 и R7, C7, C8, R8 соответственно на кадровые и строчные. Кадровые синхроимпульсы через контакт 5 модуля подаются на модуль кадровой развертки. Строчные синхроимпульсы поступают на фазовый дискриминатор 7 микросхемы, на который подаются также импульсы, вырабатываемые задающим генератором строчной развертки 8 в DA1. Частота колебаний этого генератора определяется емкостью конденсатора C9, сопротивлением постоянных резисторов R11, R13, R16, R18 и сопротивлением переменного резистора R21, который позволяет регулировать частоту изменением тока, поступающего на вывод 15 микросхемы DA1.

На выходе фазового дискриминатора (вывод 12 DA1) образуется импульсный ток, значение и направление которого зависят от разности фаз импульсов задающего генератора 8 и синхро-

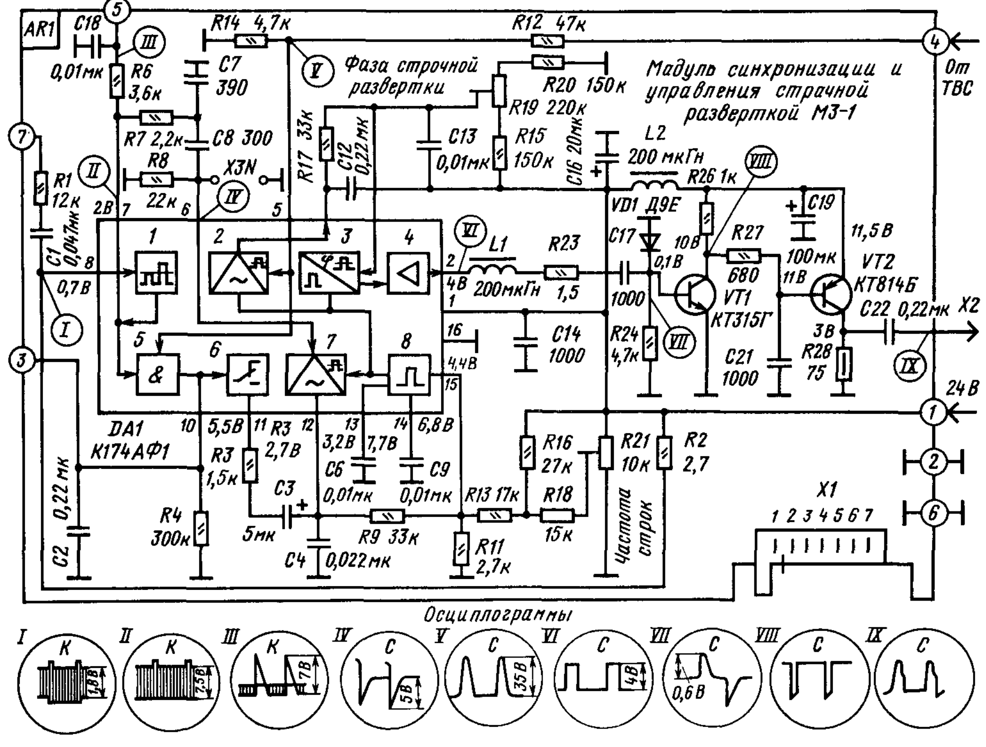


Рис. 3.34

импульсов. Из этого импульсного тока ФНЧ1, состоящим из элементов С4, R9, С3, R3 и внутреннего сопротивления переключающего устройства 6, формируется напряжение, поступающее на вывод 15 микросхемы DA1, для коррекции частоты и фазы колебаний задающего генератора 8. На детектор совпадений 5, управляющий переключающим устройством 6, подаются два сигнала: строчные синхронизирующие импульсы с вывода 7 и с делителя R14, R12 – импульсы обратного хода. Цепь R4, С2 является ФНЧ2 и нагрузкой детектора совпадений. Когда синхронизация осуществляется напряжением, образованным на выходе ФНЧ2, устройство 6 переключается и в ФНЧ1 включаются элементы С3, R3, увеличивающие его постоянную времени до τ_{12} (см. рис. 3.33). Цепь автоматического переключения постоянной времени ФНЧ1 можно отключить, замыкая контакт 3 модуля через внешний выключатель на корпус.

Пилообразные импульсы от задающего генератора 8 поступают на пороговое устройство 3 – формирователь строчных импульсов. На выходе устройства 3 формируются прямоугольные импульсы длительностью 20 мкс, срез которых совпадает со срезом импульсов задающего генератора 8, а положение фронта зависит от напряжения, поступающего на вывод 3 микросхемы DA1. Это напряжение изменяется вручную переменным резистором R19 и автоматически с помощью фазового дискриминатора 2, на который поступают импульсы задающего генератора 8 и через делитель R12, R14 импульсы обратного хода, сформированные оконечным каскадом строчной развертки.

Из фронта импульса на выходе 2 микросхемы DA1 дифференцирующей цепью L1R23, С17, R24 формируются импульсы длительностью 5...8 мкс. После усиления транзисторами VT1 и VT2 они через соединитель X1 подаются на входы предварительного каскада транзисторной развертки или на управляющий электрод тиристора обратного хода (см. рис. 3.29). Таким образом, вручную и автоматически регулируется необходимое фазовое опережение импульсов, управляющих оконечным каскадом строчной развертки, и устраняется горизонтальный сдвиг изображения на экране при изменении его яркости.

Генераторы кадровой развертки

Пилообразный ток, образующий магнитное поле в катушках отклоняющей системы для создания движения луча кинескопа по экрану сверху вниз, имеет частоту 50 Гц. Этот ток вырабатывают генераторы кадровой развертки.

Генераторы кадровой развертки на транзисторах обычно состоят из задающего генератора, промежуточного усилителя и оконечного каскада. Для получения необходимой линейности пилообразного тока на базу транзисторов из их коллекторной цепи через цепь, состоящую из

конденсаторов и резисторов, подается напряжение ООС, содержащее параболическую составляющую. Глубина ООС регулируется переменным резистором до получения равномерного (без сгущений и разрежений) расположения строк растра. Улучшение линейности достигается также использованием кривизны характеристики транзисторов при соответствующем выборе рабочей точки на их характеристике.

Особенностью оконечного каскада генератора на транзисторах является подключение кадровых отклоняющих катушек через конденсатор.

Стабилизация кадровой развертки особенно необходима в телевизорах с взрывобезопасными кинескопами, имеющими прямоугольный экран с соотношением сторон 4:5. Согласно принятому стандарту изображение передается с соотношением сторон 3:4. При совпадении верхней и нижней кромок изображения с соответствующими границами экрана указанных кинескопов боковые кромки изображения оказываются за пределами экрана и часть изображения пропадает. Если не применять стабилизации, то для компенсации возможного уменьшения размеров растра из-за падения напряжения сети, прогрева деталей и дрейфа параметров транзисторов придется увеличить размер изображения по вертикали и пропорционально еще больше увести боковые кромки изображения за пределы экрана кинескопа и потерять еще большую часть изображения.

Размер изображения по вертикали может изменяться из-за изменения амплитуды пилообразного напряжения на выходе задающего генератора (это происходит в результате изменения напряжения питания зарядной цепи, параметров транзисторов при их нагреве), а также из-за изменения параметров транзисторов промежуточного усилителя и оконечного каскада. Кроме того, амплитуда пилообразного тока в кадровых отклоняющих катушках может изменяться в результате изменения сопротивления этих катушек и обмоток ТВК при нагреве. В телевизорах с современными кинескопами из-за увеличения угла отклонения луча до 90–110° к отклоняющим катушкам подводится большая мощность. Это приводит к значительному нагреву катушек и заставляет принимать дополнительные меры для стабилизации размера изображения по вертикали.

Модуль кадровой развертки и модуль коррекции геометрических искажений растра цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II

Модуль кадровой развертки М3-2-2 (AR2) выполнен на транзисторах (рис. 3.35) и содержит усилитель-ограничитель кадровых синхронизирующих импульсов (VT1 и VT2), задающий генератор (VT3 и VT4), дифференциальный усилитель (VT6 и VT7), парафазный усилитель (VT8) и выходной каскад (VT9 и VT11). На контакт 2 модуля подаются кадровые синхроимпульсы, сформированные в модуле синхронизации и управления строчной разверткой М3-1 (см. рис. 3.34). В цепи VD3, R1, C2, R10 эти импульсы дополнительно интегрируются. Диод VD3 препятствует проникновению в задающий генератор импульсов собственных шумов теле-

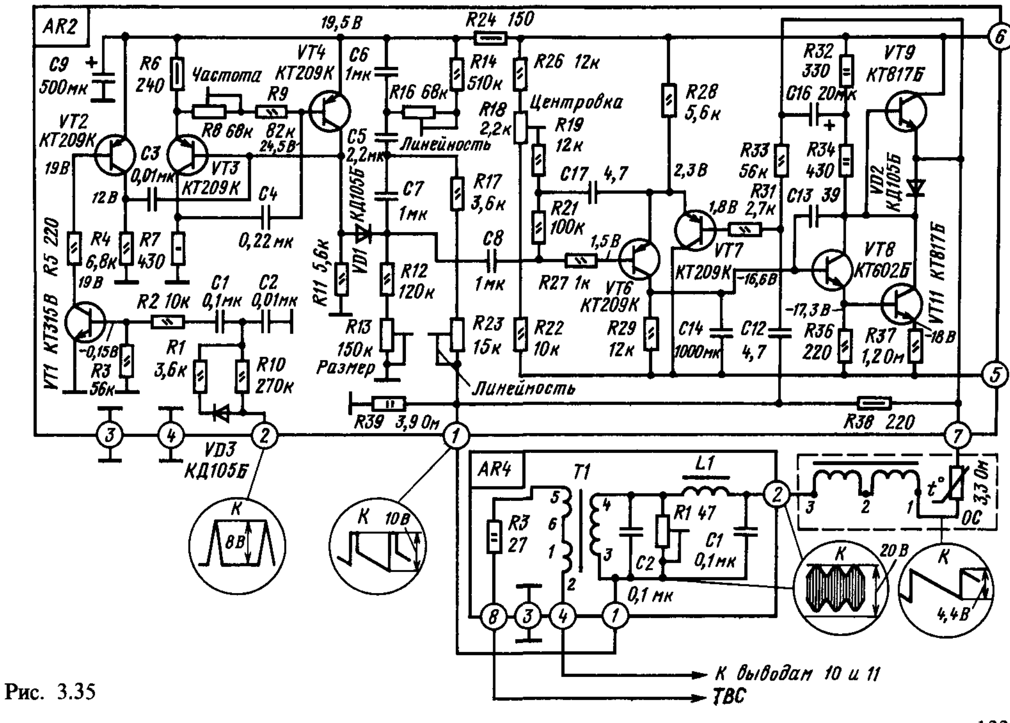


Рис. 3.35

визора, что дает возможность избавиться от хаотических изменений размера растра по вертикали при отсутствии принимаемого сигнала.

В качестве задающего генератора используется мультивибратор с коллекторно-базовыми связями – кондуктивной (база VT3 – коллектор VT4) и емкостной (C4). Частота колебаний мультивибратора определяется постоянной времени разрядки конденсатора C4 через резисторы R8, R9 и переходы транзистора VT3.

На конденсаторах C5–C7 формируется пилообразное напряжение за счет зарядки конденсаторов во время прямого хода развертки через резисторы R12 и R13 и быстрой разрядки через диод VD1 и переходы транзистора VT4 во время обратного хода развертки. Так как у кинескопов с углом отклонения 90° скорость луча на краях экрана больше, изображение сжимается в центре и растягивается на краях. Для компенсации этих искажений скорость нарастания пилообразиого тока в начале и в конце периода должна замедляться. Такая S-образная коррекция осуществляется с помощью положительной ОС по току, в которой сигнал снимается с резистора R39, включенного в цепь кадровых отклоняющих катушек, и подается в зарядную цепь с конденсаторами C5–C7. С этих конденсаторов сформированное пилообразное напряжение через конденсатор C8 подается на инвертирующий вход дифференциального усилителя на транзисторах VT6 и VT7.

На неинвертирующий вход дифференциального усилителя с резистора R39 через конденсатор C12 подается напряжение ООС по переменному току и через резистор R33 со средней точки выходного каскада – по постоянному току. Таким образом, кадровая развертка стабилизируется благодаря отрицательной ОС по постоянному и переменному токам, создаваемой с помощью дифференциального усилителя.

Дифференциальный усилитель согласует выходное сопротивление задающего генератора с входным сопротивлением парафазного усилителя на транзисторе VT8. В коллекторную нагрузку этого транзистора через конденсатор C16 вводится напряжение положительной ОС для уменьшения длительности обратного хода кадровой развертки.

В двухтактном бестрансформаторном выходном каскаде на транзисторах VT9 и VT11 диод VD2 улучшает четкость переключения транзисторов. Падение напряжения на этом диоде под действием тока транзистора VT11 дополнительно закрывает транзистор VT9. Кадровые отклоняющие катушки ОС с терморезистором являются нагрузкой выходного каскада. Последовательно с этими катушками включены регулятор фазы L1 и обмотка 4–3 трансформатора T1 цепи коррекции геометрических искажений (см. с. 140). Сопротивление резистора R38 значительно меньше, чем индуктивное сопротивление всех перечисленных катушек на частоте строчной развертки, и благодаря включению этого резистора значительно уменьшаются строчные наводки.

Каскады на транзисторах VT6–VT9 и VT11 связаны по постоянному току. Поэтому центровка изображения по вертикали осуществляется изменением среднего тока выходных транзисторов с помощью переменного резистора R18, включенного в цепь базы транзистора VT6. В этом случае цепь центровки с резистором R18 потребляет небольшую мощность, а ток центровки через кадровые отклоняющие катушки стабилизируется за счет ООС, создаваемой с помощью дифференциального усилителя на транзисторах VT6 и VT7.

Отклоняющие системы

Отклонение луча и создание растра в процессе движения луча по экрану в современных кинескопах с углом отклонения 90 и 110° осуществляется отклоняющими системами нескольких типов. Отклоняющая система содержит две пары катушек. Однако пара катушек используется для отклонения луча по строкам, другая – для отклонения по кадрам. Катушки намотаны на тороидальный ферритовый сердечник седловидного сечения. Для эффективного отклонения луча иа углы 90 и 110° строчные отклоняющие катушки размещаются частично на горловине и частично на конусообразной вершине колбы кинескопа, поэтому они имеют седлообразную форму. Кадровые отклоняющие катушки – тороидальной формы. Каждая из них намотана на половину тороидального ферритового сердечника.

Отклоняющая система ОС-110П2. Эта система разработана для телевизоров на транзисторах с кинескопами 50ЛК1Б и 61ЛК1Б с углом отклонения луча 110°. Нагрузка, создаваемая кадровыми и строчными отклоняющими катушками, хорошо согласуется с выходными каскадами строчной и кадровой развертки на транзисторах (рис. 3.28 и 3.35). Схема соединения катушек и подключения их к разъему отклоняющей системы приведена на рис. 3.36.

Отклоняющие системы ОС90-ЛЦ2 и ОС90.38ПЦ12. Они используются в цветных телевизорах с кинескопами 61ЛК3Ц с углом отклонения

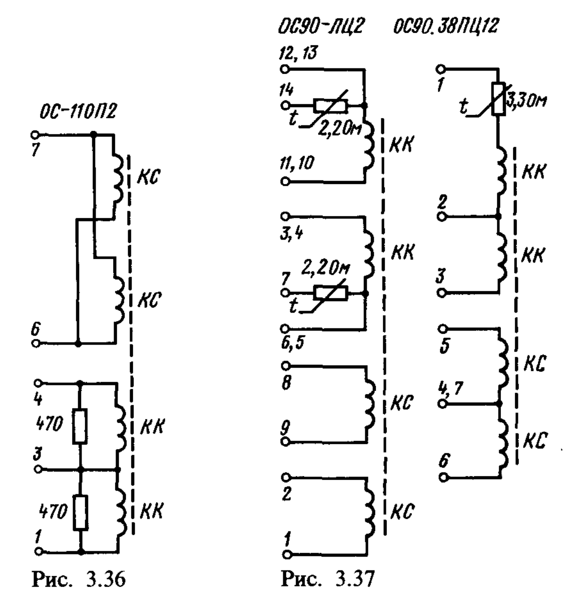


Рис. 3.36

Рис. 3.37

луча 90°. Строчные отклоняющие катушки системы ОС90-ЛЦ2 соединяют параллельно через полуобмотки симметрирующей катушки (L4 на рис. 3.29), что дает возможность выровнять индуктивность строчных катушек и устранить перекрещивание красных и зеленых строк цветного растра. Кадровые отклоняющие катушки для лучшего согласования создаваемой ими нагрузки с оконечным каскадом кадровой развертки (рис. 3.35) соединяются последовательно. При необходимости в цепь кадровых катушек включают терморезисторы, размещенные рядом с катушками на отклоняющей системе. Терморезисторы служат для компенсации изменения сопротивления отклоняющих катушек при их нагреве во время эксплуатации. Схемы соединения катушек с выводами отклоняющих систем приведены на рис. 3.37, *а–б*.

Плата включения кинескопа цветного телевизора

Для включения цветного кинескопа 61ЛК3Ц в любительский телевизор можно применить соответствующую плату от телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.38). Кроме подсоединения постоянных и импульсных напряжений через соединители к выводам электродов на цоколе кинескопа плата служит для установки разрядников и ограничительных резисторов.

С блоками телевизора плата связана соединителями: X3 (A12)–для подачи напряжения на накал; X4 (A1)–для подачи импульсов гашения и напряжения на модуляторы; X6 (A13)–для подачи на ускоряющие электроды; X7 (A3)–на фокусирующие электроды; X5R, X5G и X5B–для подачи сигналов основных цветов на катоды. Токи пробоев разрядников отводятся с общей шины платы на внешнее проводящее покрытие кинескопа по отдельному проводу, минуя радиоэлементы телевизора. Резисторы R1–R10 ограничивают токи, когда при пробоях разрядников FV выходы источников напряжения оказываются замкнутыми на корпус.

3.9. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Автоматическое регулирование усиления

На нагрузке видеодетектора выделяется видеосигнал, содержащий постоянную составляющую, т.е. заполненный полуволнами напряжения несущей частоты. Использовать постоянную составляющую этого сигнала для АРУ нельзя, так как ее значение зависит от освещенности и содержания передаваемого изображения. Для АРУ можно использовать лишь напряжение после пикового детектора, равное напряжению несущей в моменты передачи синхронизирующих импульсов, амплитуда которых не меняется при изменении освещенности передаваемого изображения. Однако АРУ с пиковым детектором не обладает помехоустойчивостью, и усиление приемника уменьшается при наличии импульсных помех, амплитуда которых превышает амплитуду синхроимпульсов.

Более глубокую и эффективную АРУ удается осуществить, подав на пиковый детектор сигнал,

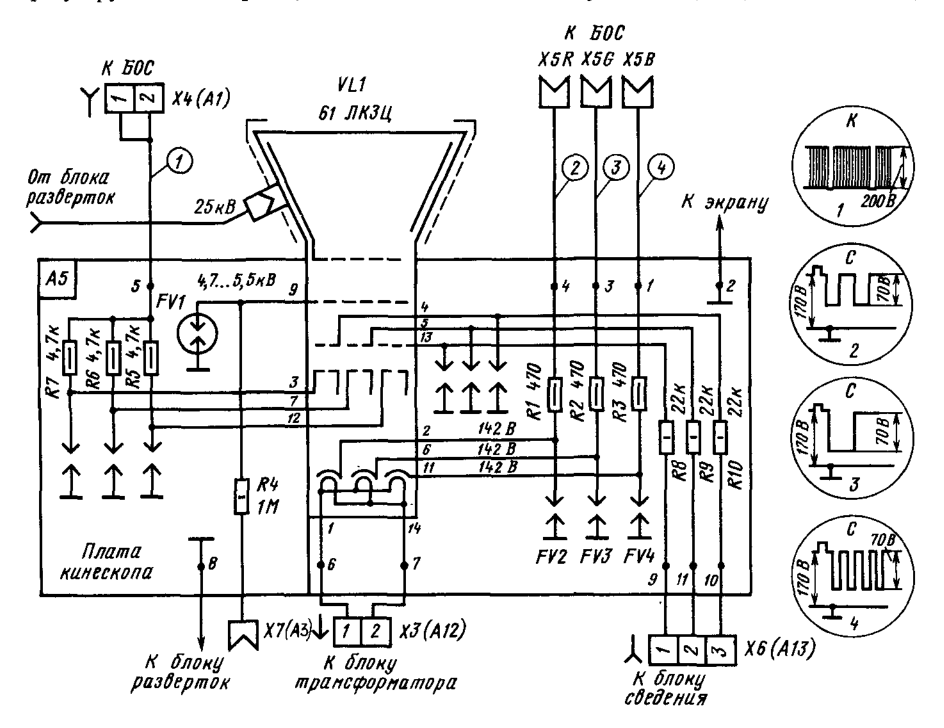


Рис. 3.38

усиленный видеоусилителем. Для того чтобы АРУ реагировала на изменения амплитуды несущей частоты, сигнал с выхода видеодетектора должен поступать на вход видеоусилителя без переходных емкостей.

Цепь АРУ, в которой регулирующее напряжение образуется за счет детектирования видеосигнала, не содержащего постоянной составляющей, пропорциональной амплитуде несущей частоты, будет вносить искажения в передачу уровня черного. Так, например, при передаче темного изображения полный размах видеосигнала и регулирующее напряжение, вырабатываемое в такой цепи, уменьшаются. При этом усиление УРЧ и УПЧ увеличивается и видеосигнал от темного изображения оказывается неестественно большим, что приводит к нарушению правильного соотношения яркостных градаций в принятом изображении.

Помехоустойчивая ключевая АРУ. Такая АРУ содержит стробируемый пиковый детектор или усилитель, открываемый импульсами обратного хода строк лишь в моменты передачи синхронизирующих импульсов. Напряжение, полученное на выходе пикового детектора или усилителя, используется для АРУ, через RC фильтр подается в цепь базы транзисторов УРЧ и УПЧ и изменяет усиление этих каскадов. Постоянную времени RC фильтра в этом случае можно сделать небольшой с тем, чтобы АРУ успевало реагировать на быстрые изменения принимаемого сигнала, возникающие, например, из-за отражения УКВ от пролетающих самолетов.

Автоматическое регулирование усиления осуществляют, используя принцип изменения крутизны характеристики транзистора. Напряжение смещения с выхода цепи АРУ подается на базы транзисторов в каскадах УРЧ и УПЧ и изменяет положение рабочей точки на их характеристиках. Крутизна характеристики понижается при уменьшении тока коллектора и при увеличении его до насыщения. Поэтому используются цепи АРУ, работающие как на закрывание, так и на открывание транзисторов в усилительных каскадах.

Ключевая частично задержанная АРУ в микросхеме К174УР2Б. Для осуществления ключевой частично задержанной АРУ на вывод 7 микросхемы DA1 (рис. 3.12) подаются импульсы обратного хода строчной развертки. Выработанное в DA1 напряжение АРУ регулирует усиление каскадов УПЧИ непосредственно, а каскадов УРЧ в блоке СК-В-1 с задержкой по напряжению. В такой цепи при приеме слабых сигналов понижается усиление лишь у каскадов УПЧ, а усиление каскадов УРЧ остается максимальным, что улучшает отношение сигнал-шум. Управляющее напряжение на блок СК-В-1 снимается с вывода 5 микросхемы DA1. Конденсатор С35 и резистор R19 определяют постоянную времени АРУ. Задержка АРУ для каскадов УРЧ блока СК-В-1 устанавливается с помощью подстроечного резистора R17.

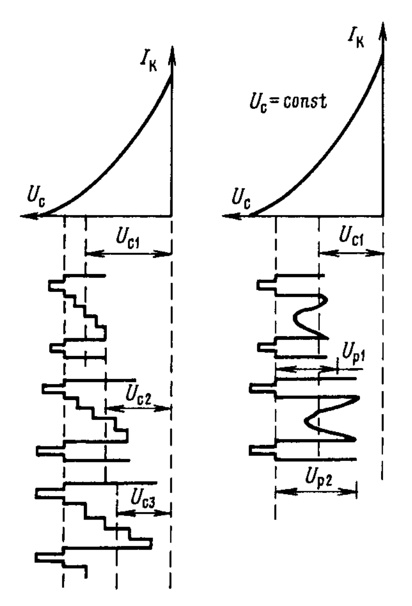


Рис. 3.39

Автоматическое регулирование яркости и поддержание уровня черного

Для правильного воспроизведения изображения необходимо, чтобы вершины гасящих импульсов видеосигнала располагались в начале анодно-сеточной характеристики кинескопа, а синхронизирующие импульсы заходили в область отсечки анодного тока. Во время передачи темных участков изображения ток луча должен быть минимальным. Диаграмма, поясняющая работу автоматической регулировки яркости (АРЯ), представлена на рис. 3.39. Задача АРЯ сводится к поддержанию уровня черного в воспроизводимом изображении вне зависимости от изменения размаха видеосигнала при регулировке контрастности и от изменения содержания передаваемого изображения, когда размах видеосигнала изменяется при передаче различных от освещенности кадров. Несовпадение уровня черного в видеосигнале с точкой отсечки тока луча кинескопа приводит к неправильному воспроизведению градаций яркости и к потере пропорциональности ступеней серого в принятом изображении.

Для решения задачи правильного воспроизведения градаций применяют либо цепи АРЯ, либо цепи привязки уровня черного. На модуляторы трехпушечного цветного кинескопа подаются цветоразностные сигналы E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y} (или сигналы основных цветов E'_R, E'_G, E'_B) и различные начальные напряжения, необходимые для достижения баланса белого. Поэтому оперативное регулирование яркости изображения в цветных телевизорах производят изменением постоянного напряжения E, добавленного к видеосигналам E'_Y (или E'_R, E'_G и E'_B), подаваемым на катоды или модуляторы трехпушечного кинескопа. В многокаскадных видеоусилителях осуществить передачу постоянной составляющей трудно. Из-за этого привязку к уровню черного и добавление постоянного напряжения к сигналу E'_Y приходится осуществлять в последних каскадах видеоусилителей.

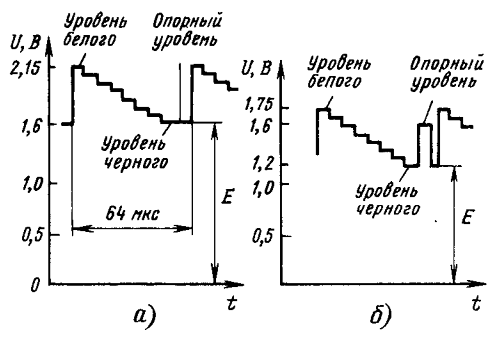


Рис. 3.40

Существует также способ, в котором привязка осуществляется к новому искусственно введенному в сигнал E'_Y стабильному опорному уровню черного (рис. 3.40). В этом случае яркость изображения регулируют изменением относительно этого уровня положения сигнала E'_Y, варьируя добавленное к этому сигналу постоянное напряжение E. Такой способ применяется в канале формирования и усиления видеосигналов телевизоров УПИМЦТ-61-II (см. рис. 3.21).

Автоматическая подстройка частоты гетеродина

При уходе частоты гетеродина из-за прогрева деталей и изменения питающих напряжений, а также при неточной его настройке вручную изменяется положение несущих частот изображения и звука на частотной характеристике УПЧИ. Если частота гетеродина повышается, то несущая частота изображения располагается на склоне характеристики по уровню ниже 0,5, а несущая звука передвигается из полосы режекции в полосу пропускания УПЧИ. При этом линии на изображении становятся выпуклыми, пластичными; изображение воспроизводится без полутонов и с помехами от звука.

Чтобы обеспечить точную настройку гетеродина и получить изображение лучшего качества в черно-белых и цветных телевизорах, применяют автоматическую подстройку частоты гетеродина (АПЧГ).

Модуль АПЧГ на микросхемах К2УС247 телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.41) содержит УПЧ с двумя микросхемами DA1, DA2 и частотный дискриминатор на элементах L1 – L3, C8, C13, VD1 и VD2. Нагрузкой микросхемы DA1 служит дроссель L4, зашунтированный резистором R7, откуда сигнал через конденсатор C3 поступает на вход микросхемы DA2. К выходу микросхемы DA2 подключена первичная обмотка контура частотного дискриминатора. С целью уменьшения емкости, вносимой микросхемой DA2 в этот контур, применено неполное включение первичной обмотки катушек L1, L2 через резистор R9, уменьшающий вероятность самовозбуждения каскада. Вывод 8 микросхемы DA1 используется для блокировки напряжения АПЧГ; блокировка необходима для исключения ложных захватов при переключении каналов.

В частотном дискриминаторе применена емкостная связь через конденсаторы C8 и C13, температурный коэффициент которых подобран для компенсации температурного дрейфа остальных элементов контура. Выработанное напряжение АПЧГ через фильтры R6C11 и R4C9 подается на блок СК-В-1. Применение УПЧ на микросхемах DA1 и DA2 позволяет получить на выходе частотного дискриминатора достаточно большое напряжение и не использовать усилитель постоянного напряжения, нестабильность которого ухудшает работу цепи АПЧГ.

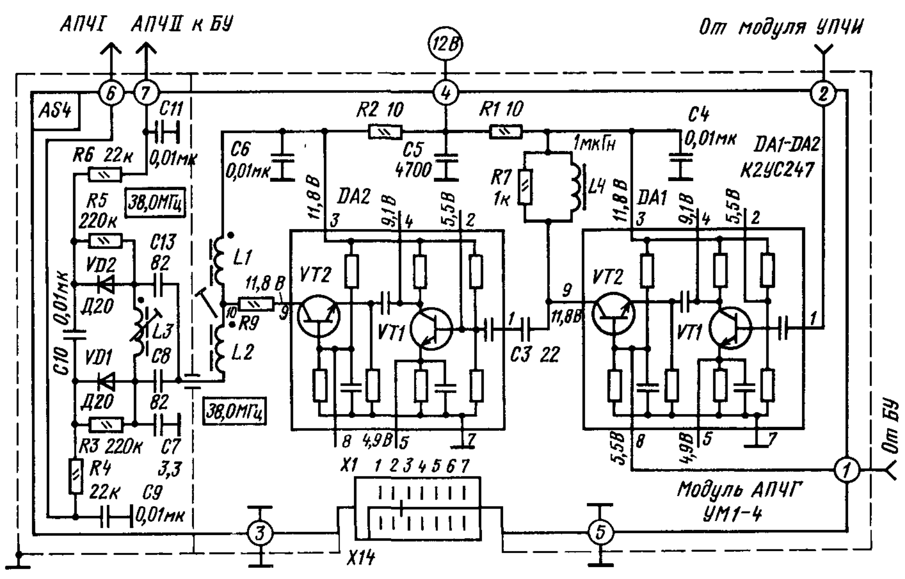


Рис. 3.41

Автоматическое гашение луча кинескопа после выключения и во время обратного хода

После выключения телевизора на втором аноде кинескопа остается высокое напряжение, которым заряжена емкость между этим анодом и внешним графитовым покрытием колбы кинескопа, и накаленный катод продолжает испускать электроны. Генераторы развертки в это время уже не работают, и остановившийся луч высвечивает на экране кинескопа яркое пятно и может даже прожечь люминофор, на котором из-за этого появится темная точка или полоска. Чтобы предотвратить прожог люминофора, применяют цепи, осуществляющие автоматическое гашение луча после выключения телевизора и при возникновении неисправностей в генераторах развертки.

Во время обратного хода разверток луч кинескопа должен быть погашен с тем, чтобы на изображение не накладывалась мешающая засветка, образованная непогашенным лучом. В полном телевизионном сигнале содержатся бланкирующие импульсы, которые осуществляют гашение луча кинескопа. Однако время обратного хода разверток может превышать длительность бланкирующих импульсов. Кроме того, на задней площадке этих импульсов передаются сигналы цветовой синхронизации цветного телевидения. Из-за этих двух причин бланкирующие импульсы могут не погасить луч во время обратного хода разверток. Поэтому в телевизорах приходится применять специальные цепи, в которых формируются импульсы кадровой и строчной частоты для надежного гашения луча во время обратного хода разверток.

Формирователь импульсов гашения обратного хода луча кинескопа цветных телевизоров УПИЦТ-61-II (рис. 3.42) состоит из транзистора VT2, на базу которого поступают положительные кадровые (через резистор R24) и строчные (через цепь R25, C18) импульсы от соответствующих генераторов разверток. Импульсы открывают транзистор и вводят его в насыщение. На коллекторе транзистора образуются отрицательные импульсы гашения амплитудой около 200 В, поступающие через цепь C15R46 на модуляторы кинескопа. Устройство фиксации VD2R47R50R36R40 стабилизирует средний уровень выходного напряжения и делает его независимым от разброса амплитуды импульсов на базе транзистора VT2. Во время прямого хода развертки, когда передается сигнал изображения, открытый диод VD2 подключает конденсатор C19, соединяющий модуляторы кинескопа с шасси, что обеспечивает нормальную модуляцию кинескопа видеосигналами, подаваемыми на катоды. Диод VD3, резистор R46 и воздушный разрядник FV1 защищают транзистор от бросков напряжения при пробоях в кинескопе.

Автоматическое размагничивание цветного кинескопа

Магнитные поля различных предметов, находящихся рядом с цветным телевизором, а также магнитное поле Земли, могут явиться причиной ухудшения чистоты исходных цветов трехлучевого кинескопа. Для защиты от этих полей на колбу кинескопа надевают экран из магнитомягкой стали, ослабляющий воздействие полей не менее чем в 2 раза. Размагничивание экрана и кинескопа можно производить вручную, плавно приближая и удаляя внешнюю многовитковую катушку (петлю) размагничивания, создающую переменное магнитное поле. Такое размагничивание надо повторять каждый раз после изменения положения телевизора, а также после его включения, когда возникают скачкообразные изменения магнитных полей трансформаторов и дросселей.

Существуют устройства, осуществляющие автоматическое размагничивание кинескопа при каждом его включении. В этих устройствах магнитный экран, надетый на колбу кинескопа, является магнитопроводом для размещенной на нем катушки размагничивания. По катушке пропускается затухающий переменный ток, создающий плавно спадающее электромагнитное поле, которое уничтожает намагниченность экрана и кинескопа. Начальный импульс тока через катушку размагничивания в таких устройствах должен быть не менее 7...8 А, что соответствует 700...850 ампер-виткам в момент включения. Избавиться от остаточной намагниченности экрана и кинескопа удается лишь тогда, когда

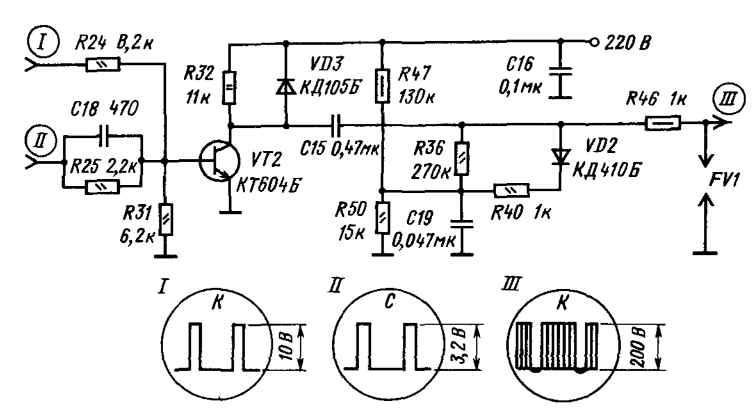


Рис. 3.42

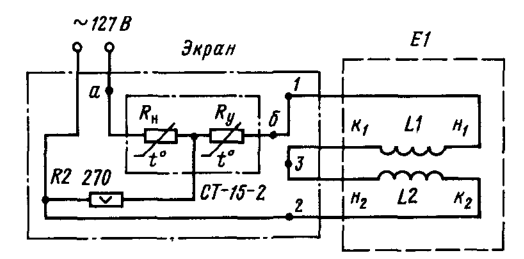


Рис. 3.43

уменьшение амплитуды переменного тока за период не превышает 50%.

Минимальный остаточный ток должен быть таким, чтобы устройство размагничивания не вызывало на экране телевизора переменный цветной фон.

В устройстве автоматического размагничивания кинескопа цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.43) используется специальный терморезистор СТ-15-2 с положительным температурным коэффициентом. Этот терморезистор состоит из двух соединенных последовательно терморезисторов $R_н$ и $R_у$. Суммарное их сопротивление при температуре 25 °С составляет 15...35 Ом. При этом через полуобмотки L1 и L2 катушки размагничивания протекает начальный ток 3,3...5,5 А. Этот ток нагревает и увеличивает сопротивление терморезисторов $R_н$ и $R_у$. В итоге ток через катушку размагничивания через 2 мин после включения телевизора уменьшается до 5 мА. После этого ток через терморезистор определяется суммой сопротивлений $R_н + R_2$. Терморезистор $R_у$ поддерживается в нагретом состоянии за счет тепла, выделяемого резистором $R_н$. Сопротивление резистора $R_у$ остается достаточно большим, что и обеспечивает малый остаточный ток через катушку размагничивания и отсутствие цветного фона на растре.

3.10. Устройство сведения лучей

Однородность каждого из трех цветных растров на экране кинескопа зависит от точности изготовления кинескопа и качества отклоняющей системы. Подбирая длину, форму и взаимное расположение, удается получить один общий центр отклонения у строчных и кадровых отклоняющих катушек и совместить его с плоскостью, проходящей через выходы электронных прожекторов. Неточности при изготовлении кинескопа и отклоняющей системы, а также магнитные поля Земли и поля от деталей телевизора могут явиться причинами частичного попадания лучей не на «свои» точки люминофора. Для коррекции конструктивных неточностей применяют магниты чистоты цвета МС-38 (В на рис. 3.44) с продольным по отношению к осям прожекторов полем. Вредное влияние внешних магнитных полей устраняют экранировкой колбы кинескопа и размагничиванием его деталей с помощью постоянных магнитов или петли размагничивания, размещенных на колбе.

Три луча должны оставаться сведенными в одну точку не только в центре экрана, но и по всей поверхности экрана в процессе отклонения. Из-за неодинакового расстояния от центра и краев экрана до центра отклоняющей системы, смещения осей прожекторов относительно этого центра и неоптимальной формы, диаметра, длины и распределения витков отклоняющих катушек границы трех одноцветных растров оказываются несовмещенными.

Статическое сведение лучей в центре экрана и их динамическое сведение по всей поверхности экрана в процессе отклонения осуществляется действием на каждый луч постоянного и переменного магнитных полей (рис. 3.44). Для этого внутри горловины кинескопа по бокам каждого прожектора расположены полюсные наконечники, изготовленные из пластин магнитомягкого металла, напротив которых на горловине устанавливаются внешние полюсные наконечники электромагнитов регулятора сведения РС-90-3. Схема регулятора сведения представлена на рис. 3.45. Постоянное магнитное поле для стати-

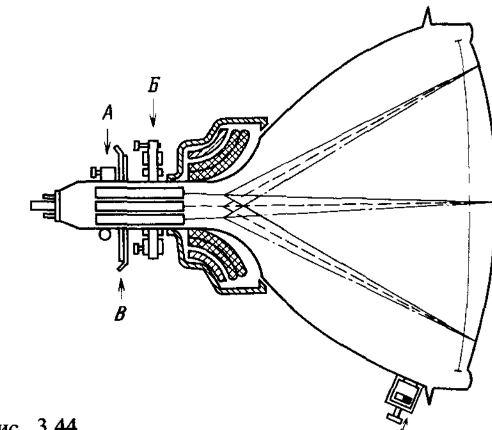


Рис. 3.44

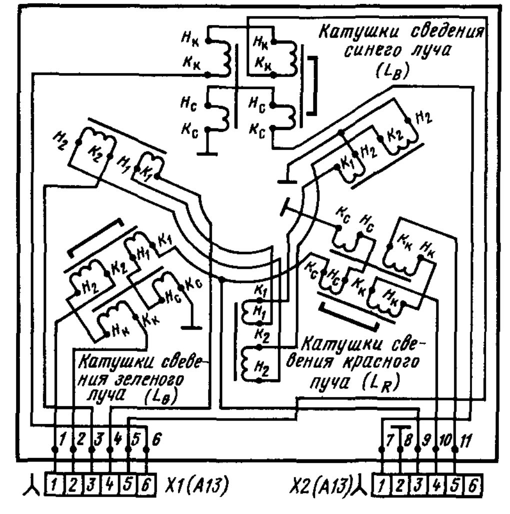


Рис. 3.45

ческого сведения лучей создают с помощью вращающихся постоянных магнитов, размещенных в средней части сердечников Б, или пропуская постоянный ток через катушки электромагнитов. Для динамического сведения лучей через эти катушки пропускают переменные токи, изменяющиеся по закону параболы. Поле электромагнитов перемещает синий луч вертикально; для его горизонтального перемещения служит постоянный магнит А.

Отклоняющая система, сконструированная исходя из условий лучшего сведения лучей, дает повышенное значение подушкообразных искажений растра. Поэтому блок развертки цветного телевизора на кинескопе с углом отклонения луча 90 или 110° содержит дополнительную цепь коррекции подушкообразных искажений.

Цепь коррекции подушкообразных искажений растра на экране кинескопа 61ЛК3Ц осуществляет модуляцию пилообразных отклоняющих токов параболическими корректирующими токами в трансформаторе T1 (рис. 3.46). Для коррекции кривизны верхней и нижней кромок растра по обмоткам $I_а$ и $I_б$, расположенным на крайних кернах Ш-образного ферритового сердечника T1 (рис. 3.47), пропускают ток отклонения строчной частоты. Образованные магнитные потоки в центральном керне направлены навстречу друг другу. По обмотке II, расположенной на центральном керне и включенной в цепь кадровых катушек ОС, протекает кадровый отклоняющий ток. Когда этот ток проходит через нулевое значение, потоки в центральном керне компенсируются.

В зависимости от знака магнитного поля, создаваемого катушкой II, из-за нелинейности

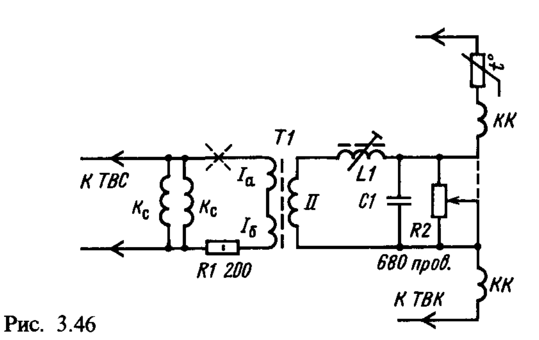


Рис. 3.46

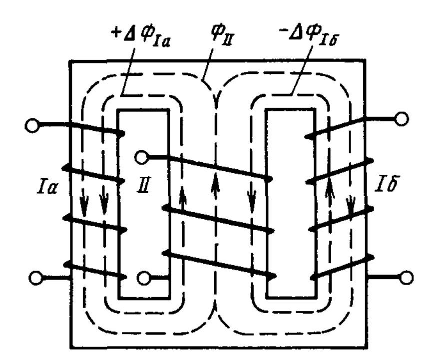


Рис. 3.47

кривой намагничивания в центральном керне сердечника преобладает магнитный поток, создаваемый одной из катушек $I_а$ или $I_б$. В результате изменения магнитного потока по обмотке II коррекция кривизны боковых кромок растра осуществляется модуляцией строчного отклоняющего тока благодаря шунтирующему действию обмоток $I_а$ и $I_б$, подключенных параллельно строчным катушкам ОС. Индуктивность этих обмоток изменяется из-за изменения магнитной проницаемости сердечника под влиянием тока кадровой частоты, текущего по обмотке II.

Кадровая и строчная частоты значительно отличаются друг от друга, и поэтому характер сопротивления катушек электромагнитов регулятора сведения РС-90-3 различен. На относительно низкой частоте кадровой развертки эти катушки обладают активным сопротивлением и для создания токов параболической формы к ним нужно приложить напряжение такой же формы. В блоке сведения БС-11 (рис. 3.48) параболическое напряжение создается путем интегрирования пилообразного напряжения, а также с помощью нелинейных сопротивлений.

Токам строчной частоты катушки электромагнитов сведения оказывают индуктивное сопротивление, и для создания токов параболической формы к ним необходимо приложить пилообразное напряжение. Такое напряжение формируется интегрированием импульсов обратного хода строчной развертки с помощью RL цепей и применением нелинейных элементов и резонансных цепей.

В блоке БС-11 устройство кадрового сведения красных и зеленых горизонтальных линий выполнено на диодах VD1 и VD11. Диод VD1 пропускает отрицательную полуволну части пилообразного кадрового напряжения для регулировки сведения в нижней части растра, а диод VD11 – положительную полуволну для регулировки сведения в верхней части растра. Параболическое напряжение формируется интегрированием пилообразного напряжения и за счет нелинейности диодов и стабилитронов VD1, VD2, C1 и VD11, VD12, C11. Регулировка сведения снизу экрана обеспечивается цепью VD2, C1, R2–R4, R6, R7, R11, VD3, VD4; а регулировка сверху цепью VD12, C11, R23, R21, R17–R19, C7, VD7, VD8. Переменными резисторами R7 и R4 регулируют сведение вертикальных красных и зеленых линий в центре экрана снизу, а резисторами R18 и R19 – сведение этих линий соответственно в нижней и верхней частях экрана.

В устройство строчного сведения красных и зеленых вертикальных линий в правой и левой стороне экрана входят элементы L3, R8, R0, R12, R13, C2, C6 и VD6. Регулировка сведения этих линий осуществляется изменением индуктивности катушки L3 и переменным резистором R9. Строчное сведение красных и зеленых линий вдоль центральной горизонтали осуществляется изменением индуктивности катушек L4 и L5. Цепь C9, R29, L5 устраняет V-образное расслоение этих линий.

Кадровое сведение синих и желтых горизонтальных линий в верхней и нижней частях экрана осуществляется с помощью элементов VD16, VD14, R24, R26–R28. Переменным резистором R27 регулируют сведение этих линий в нижней

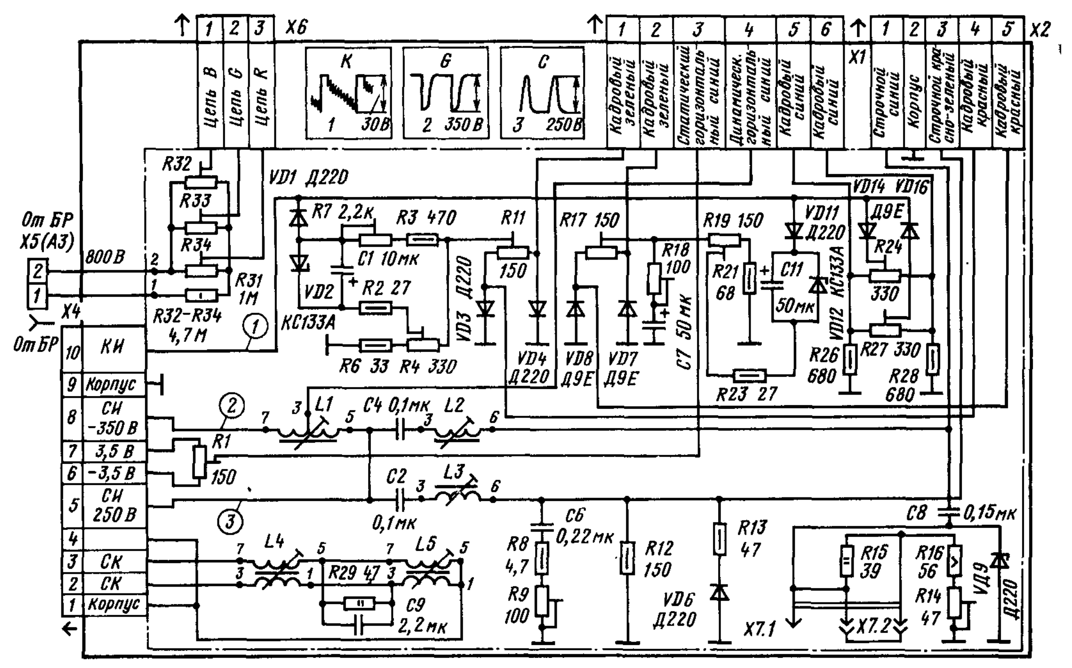


Рис. 3.48

части экрана, а резистором R24 – в верхней его части. Строчное сведение синих и желтых линий вдоль центральной горизонтали на краях экрана производится с помощью элементов L2, C4, C8, R14–R16, VD9. Сведение на краях экрана регулируется элементами L2 и R14, строчное сведение синих и желтых вертикалей с боков экрана – изменением индуктивности катушки L1.

Регулировка бокового сведения синего луча со сведенными красным и зеленым лучами осуществляется переменным резистором R1.

Изменяя напряжение, поступающие с выходов видеоусилителей на модуляторы кинескопа, регулируют начальные токи лучей и устанавливают статический баланс белого для выбранной яркости в широких пределах установленное соотношение сохранялось, необходимы различные приращения токов лучей при одинаковом изменении напряжения на катодах. Для этого крутизну характеристик прожекторов делают различной. Изменением напряжения на ускоряющих электродах с помощью переменных резисторов R32–R34 варьируется крутизна характеристик прожекторов и устанавливается динамический баланс белого в широком диапазоне яркости свечения экрана.

3.11. БЛОКИ ПИТАНИЯ

Наличие в телевизорах нескольких функциональных узлов, выполненных по различным схемам и требующих для своего питания отдельных источников напряжения, определяет ряд особенностей в построении блоков питания. Стремление избавиться от заметного на глаз «дышания» изображения при приеме трансляции программ телецентров, питаемых от других энергетических систем, а также при приеме программ цветного телевидения привело к созданию устройств, обеспечивающих при малых размерах радиоэлементов лучшую фильтрацию и стабильность выпрямленного напряжения.

Особенности блоков питания цветных телевизоров. Для питания оконечных каскадов видеоусилителей и узла строчной развертки необходим источник постоянного напряжения, выходное напряжение которого 220...260 В. Допустимые пульсации на выходе выпрямителей, обеспечивающих такое напряжение, должны быть меньше, чем в черно-белых телевизорах. Объясняется это тем, что повышенный уровень пульсаций может привести к ухудшению сведения лучей, появлению помех в канале цветности и нарушению правильной работы цветовой синхронизации (опознавания и выключения канала цветности). По этим причинам в фильтрах выпрямителей сетевых блоков питания цветных телевизоров применяют дроссели с большей индуктивностью обмоток и конденсаторы большей емкости, чем в черно-белых телевизорах.

Стабильность источников питания в цветных телевизорах должна быть выше, чем в черно-белых. Низкая стабильность приводит к нарушениям баланса белого, сведения лучей и ухудшению цветовоспроизведения. Необходимость стабилизации источников нескольких напряжений приводит к усложнению блока питания из-за

наличия в нем нескольких стабилизаторов выпрямленных напряжений. Поэтому в цветных телевизорах находят применение преобразователи напряжения, представляющие собой генераторы стабильных переменных или импульсных напряжений, которые питают несколько выпрямителей одновременно. При достаточно высокой частоте колебаний таких генераторов размеры трансформатора, к которому подключены выпрямители, и сглаживающих фильтров оказываются небольшими, что очень важно для переносных и цветных телевизоров.

Однако мощные генераторы преобразователя и генератора строчной развертки могут создавать трудноустранимые взаимные помехи и для них нужно два отдельных стабилизатора. Для того чтобы преодолеть эти трудности, в современных цветных телевизорах в качестве стабилизированного преобразователя напряжений иногда используют генератор строчной развертки. Мощность генератора строчной развертки при этом увеличивается, но зато в таком блоке питания нужны только один стабилизатор и один выходной трансформатор.

Стабилизированные источники постоянных напряжений 25, 4...6 кВ, 800, 220 и 3,5 В в телевизорах УПИМЦТ-61-II (рис. 3.49). Они представляют собой выпрямители, питаемые импульсными напряжениями от выходного трансформатора строчной развертки на тиристорах (см. рис. 3.29). Напряжение 25 кВ для питания анода кинескопа снимается с умножителя напряжения УН 8,5/25-1,2А, подключенного к обмотке 1–14 выходного трансформатора Т1. Для питания фокусирующего электрода к первой секции умножителя подключен переменный варистор R23, позволяющий изменять напряжение фокусировки в пределах 4...6 кВ и дополнительно стабилизирующий это напряжение. Пульсации напряжения с первой секции умножителя, пропорциональные току лучей кинескопа, выпрямляются диодом VD14, и полученное напряжение используется в канале яркости для ограничения тока лучей.

Выпрямитель напряжения 800 В на диоде VD7 используется для питания ускоряющих электродов кинескопа. Благодаря подключению конденсатора С17 к выводу 3 диод VD7 выпрямляет импульсные напряжения, возникающие на обмотках 10–14 и 2–3. Для уменьшения рабочего напряжения конденсатор фильтра С22 подключен к источнику напряжения 260 В.

Выпрямитель 220 В на диоде VD9 соединен с выводом 8 трансформатора через дроссель L12, уменьшающий пусковой ток при незаряженном конденсаторе С23, резисторы R13 и R17 также уменьшают пусковые токи выпрямителей на диодах VD8 и VD12. Однополупериодные выпрямители на диодах VD11 и VD13 вырабатывают напряжения ± 3,5 В для питания цепей центровки по горизонтали и электромагнитов бокового смещения синего луча.

Ступенчатая центровка по горизонтали производится с помощью соединителя Х19 перестановкой его в положения 1–5 (рис. 3.49). Дроссель L13 предотвращает шунтирование строчных катушек цепью центровки. Конденсатор С34 уменьшает рассеивание мощности строчной частоты на резисторах R18 и R19.

Частота пульсаций на выходах всех выпрямителей равна частоте строчной развертки 15625 Гц. Однако на выходе выпрямителей на

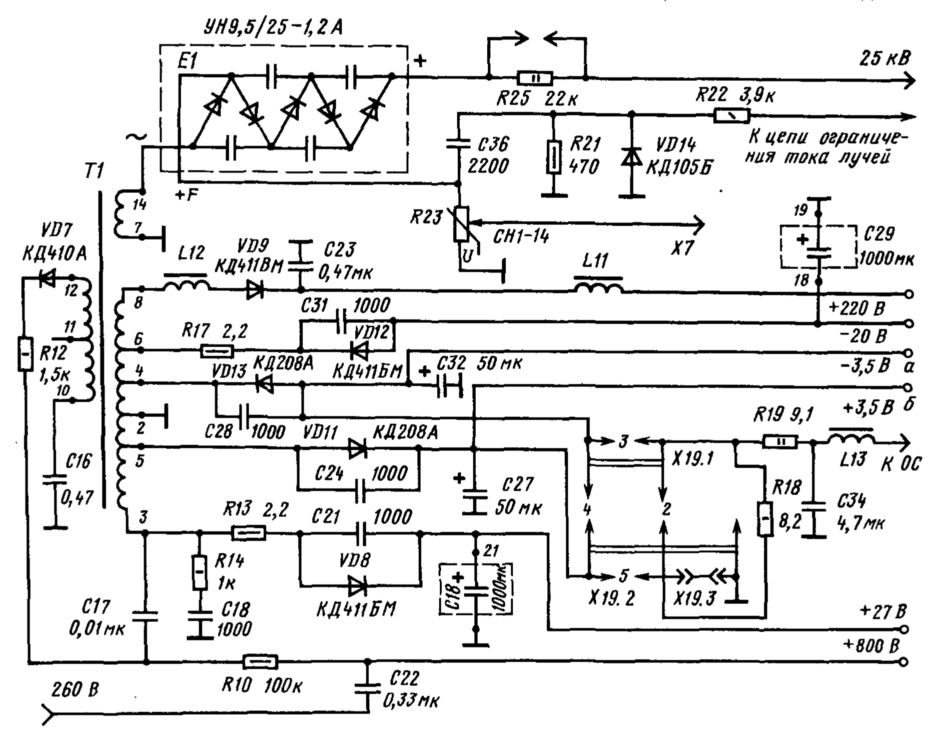


Рис. 3.49

диодах VD8 и VD12, питающих кадровую развертку, установлены конденсаторы C18 и C29 большой емкости. При меньшей емкости конденсаторов на внутреннем сопротивлении источника, питающего эти выпрямители, за счет тока кадровой частоты возникало бы падение напряжения. Это привело бы к модуляции строчной развертки током кадровой частоты.

Модуль блокировки МБ-1 (рис. 3.50). Модуль предназначен для отключения напряжения 250 В при коротком замыкании в нагрузке в течение 2...5 с. Он содержит ждущий мультивибратор на транзисторах VT2, VT6, накопитель на элементах VT3, C2, R5, R6, ключевой каскад на транзисторе VT5, коммутирующий тиристор VT4 и стабилизатор на элементах R1, VD1 и VT1.

Напряжение 250 В поступает в нагрузку через тиристор VT4, если он находится во включенном состоянии. Тиристором управляет ключевой каскад (VT5), связанный с мультивибратором (VT2, VT6) и времязадающей цепью R3, C1. Отключение нагрузки источника напряжения 250 В происходит при переходе транзистора VT6 в насыщение из-за открывания диода VD2. Этот диод подсоединен через резистор R13 к резистору R11, включенному последовательно с нагрузкой, но до фильтра выпрямителя.

При нормальном токе нагрузки пульсирующего напряжения, создаваемого на этом резисторе, недостаточно для открывания диода VD2. Из-за короткого замыкания ток нагрузки возрастает с 500 мА до 2,5 А и более; пульсации выпрямленного напряжения возрастают и открывают диод VD2 и транзистор VT6. Мультивибратор срабатывает, переводит транзистор VT5 в режим насыщения, цепь управляющий электрод–катод тиристора VT4 замыкается накоротко и цепь питания 250 В разрывается. Как только напряжение на конденсаторе C1 достигнет значения открывания транзистора VT2, мультивибратор возвратится в стабильное состояние и транзистор VT6 закрывается. Если короткое замыкание в цепи 250 В не устранено, то последует ряд срабатываний мультивибратора и включений и отключений тиристора VT4 в течение 7...8 с, после чего накопитель отключит цепь 250 В окончательно. Импульсы тока в эмиттерной цепи транзистора VT6 подзаряжают конденсатор C2. Когда напряжение, образовавшееся на этом конденсаторе, откроет транзистор VT3, он разрядит конденсатор C1, откроет транзисторы VT6 и VT5 и тиристор VT4 закроется. Такое состояние цепи блокировки может сохраняться бесконечно долго, так как напряжение на конденсаторе C2 достигнет значения, определяемого постоянным падением напряжения на резисторе R8 в цепи остановленного мультивибратора.

Для отключения цепи блокировки надо выключить и вновь включить телевизор. Но если перегрузка не устранена, блокировка вновь сработает. Переменным резистором R6 регулируется время срабатывания блокировки до полного отключения.

Блок трансформатора (рис. 3.51). Он содержит сетевой трансформатор типа ТС-250-2, создающий напряжения для выпрямителей блока питания БП-15, для размагничивания бандажа кинескопа и питания цепи его накала. Конденсаторы C1 и C2 предотвращают попадание в сеть помех от строчной развертки телевизора. Конденсатор C3 защищает обмотку 6–6′ и радиоэлементы блока питания от кратковременных междуэлектродных пробоев в кинескопе. Проволочная перемычка между контактами 6 и 7 соединителя X5 служит защитой от коротких замыканий в цепи накала.

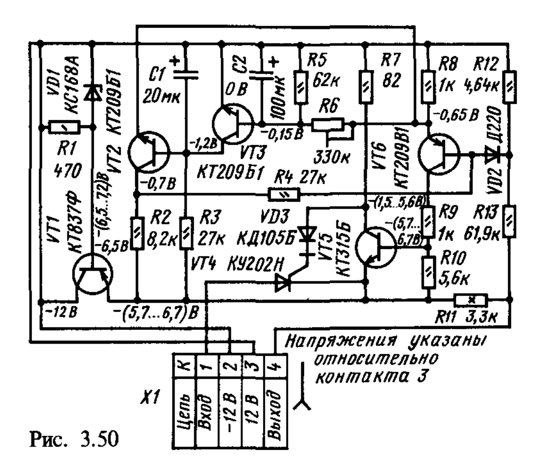


Рис. 3.50

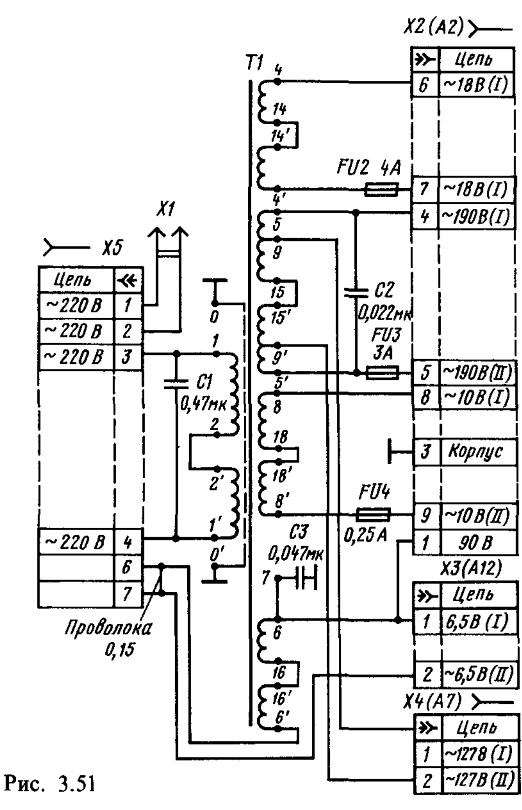


Рис. 3.51

Блок питания БП-15 (рис. 3.52). Блок содержит стабилизаторы напряжения 12 В на транзисторах VT1–VT3 и напряжения 15 В на транзисторах VT4–VT6 по каскодной схеме. Источник напряжения 250 В состоит из выпрямителя на диодах VD10–VD13 и RC фильтра, образованного конденсаторами C8–C10 и резистором R20. Резисторы R23 и R19 служат для разрядки конденсаторов C8–C10 при снятии нагрузки. Делителем R21, R22 задается напряжение на обмотках трансформатора, питающих накал кинескопа.

Между отрицательным полюсом источника 250 В и корпусом включен модуль блокировки МБ-1 (контакты 4 и 1). Выпрямитель напряжения 12 В для питания модуля МБ-1 выполнен на диоде VD7 и конденсаторе C5.

Для защиты телевизора от возгорания при перегрузках один из выводов резистора R20 подключается к блоку питания с помощью пружины, припаянной к выводу резистора легкоплавким припоем. При увеличении тока в цепи 250 В из-за неисправности блока разверток и при выходе из строя модуля блокировки МБ-1 резистор R20 нагревается, припой плавится и под действием сил упругости пружина отходит от вывода резистора, разрывая цепь нагрузки источника 250 В.

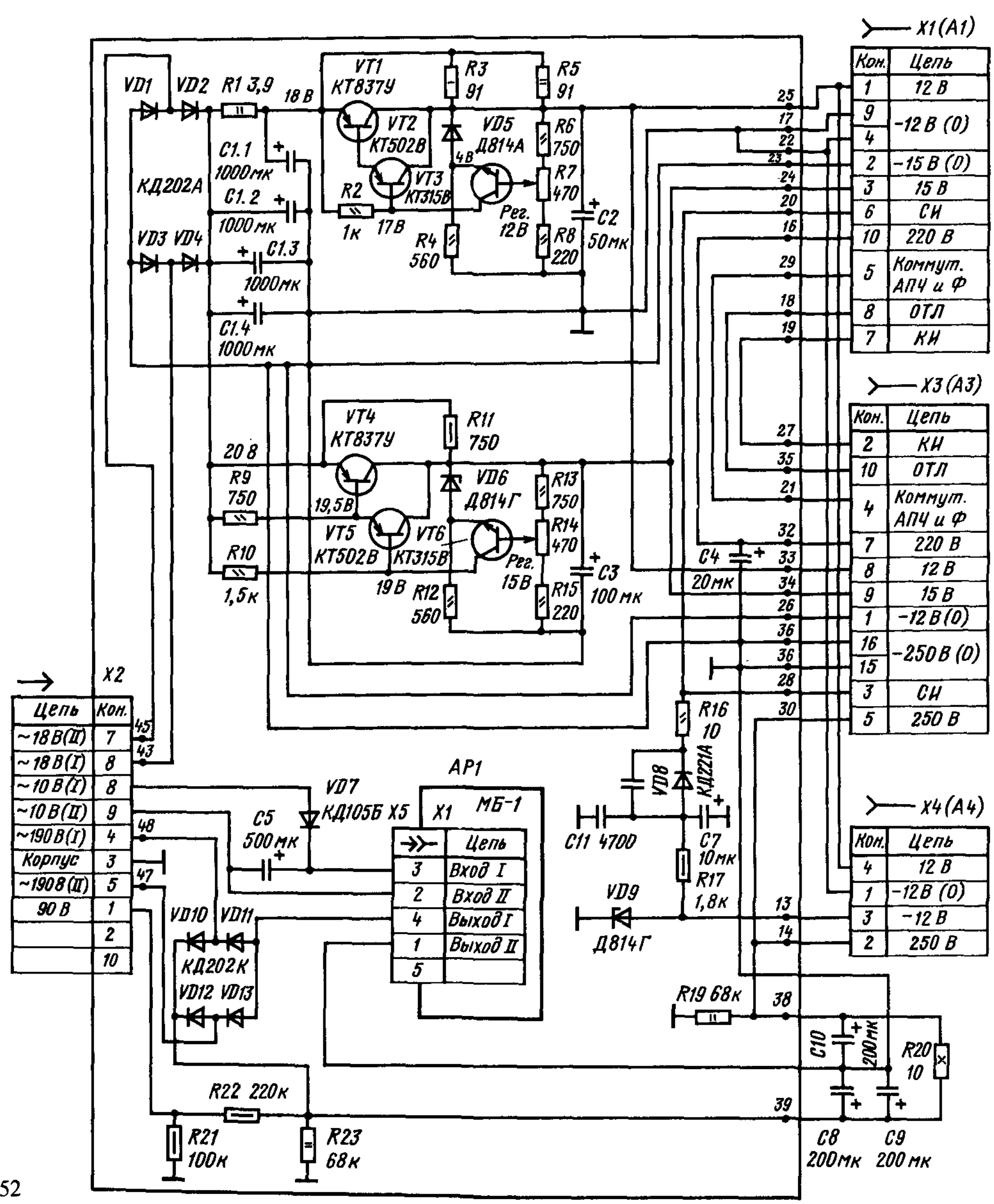


Рис. 3.52

3.12. ЦВЕТНОЙ ТЕЛЕВИЗОР ИЗ УНИФИЦИРОВАННЫХ БЛОКОВ И МОДУЛЕЙ

Конструируя цветной телевизор, радиолюбители используют блоки и модули от унифицированных телевизоров УПИМЦТ-61-II. Структурная схема цветного телевизора из унифицированных блоков и модулей представлена на рис. 3.53, а его конструкция на рис. 3.54. Телевизор состоит из следующих основных частей: блока управления БУ (А4), блока обработки сигналов БОС-3 (А1), блока разверток БР11 (А3), блока трансформатора БТ-11 (А12); блока питания БП-11 (А2), блока сведения БС-11 (А13), отклоняющей системы (А6); платы кинескопа (А8), экрана кинескопа А7 и регулятора сведения А14 (10 на рис. 3.54).

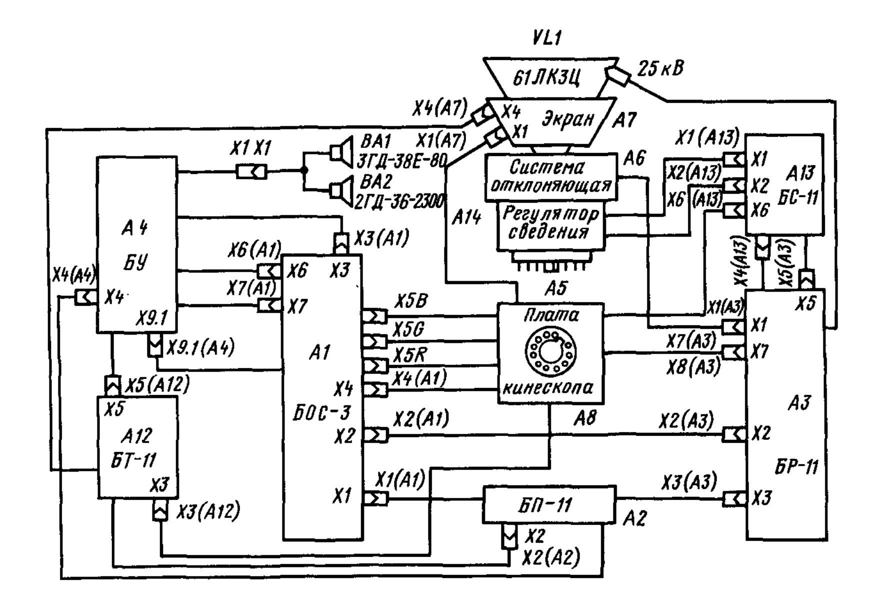


Рис. 3.53

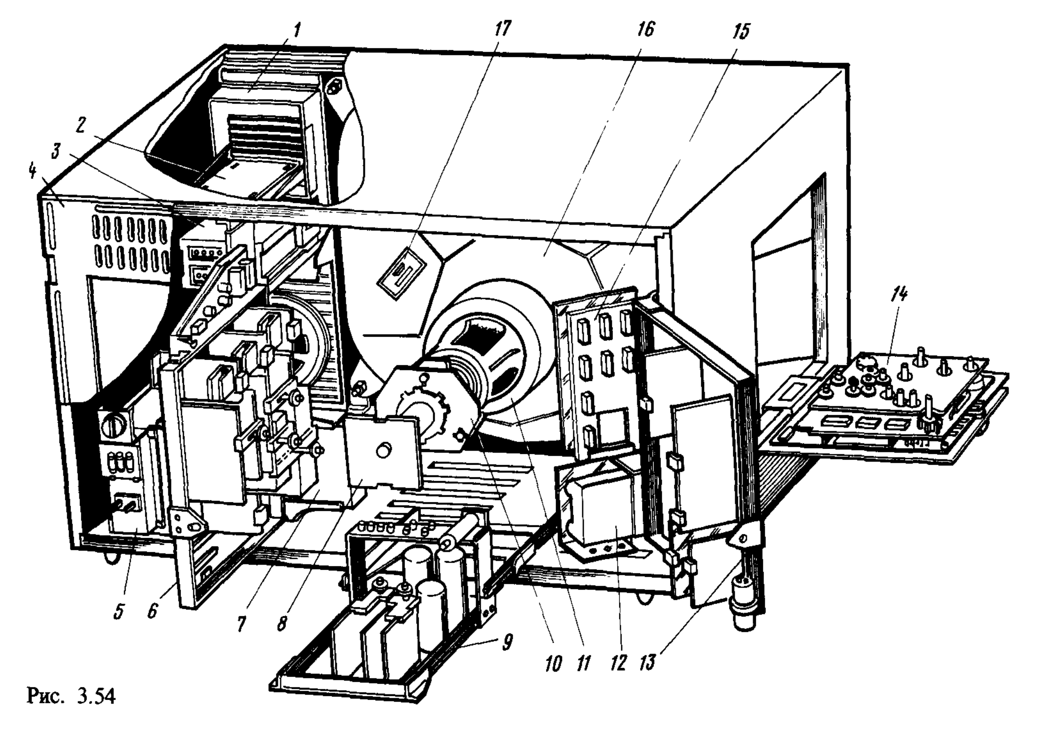
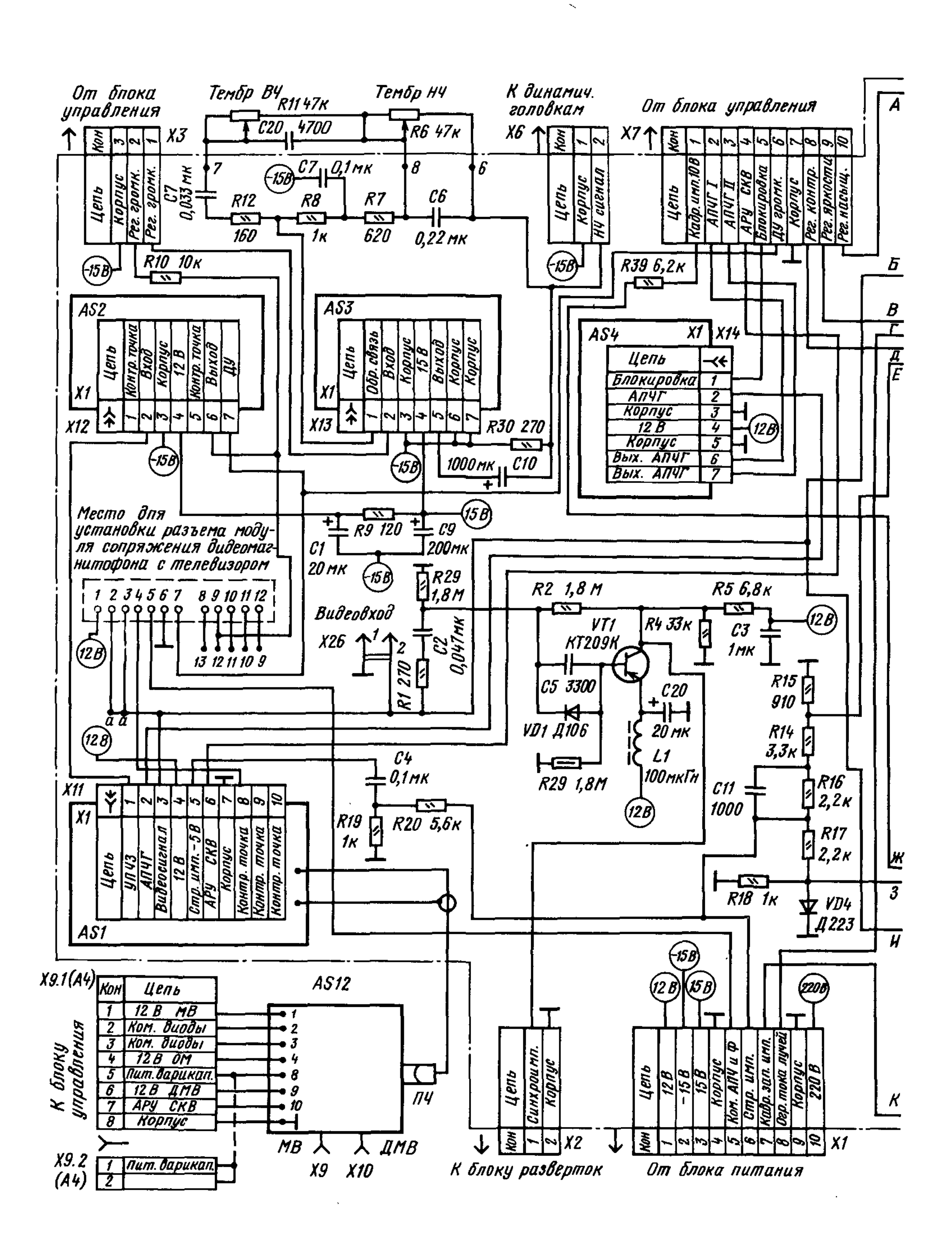


Рис. 3.54

С антенного входа сигнал поступает через соединители X9 (X10) на входы МВ (ДМВ) селектора СК-В-1 (7 на рис. 3.54), который находится в блоке обработки сигнала БОС-3 (6 на рис. 3.54). В БОС-3 (рис. 3.55) также входят 11 модулей, образующих радиоканал, декодирующее устройство, канал яркости, а также селектор синхроимпульсов и каскад формирования импульсов гашения. Радиоканал образован модулями УПЧИ (AS1), АПЧГ (AS4), УПЧЗ (AS2) и УНЧ (AS3); декодирующее устройство состоит из модулей: обработки сигналов цветности и опознавания (AS5), задержанного сигнала (AS7) и детекторов сигналов цветности (AS6). Канал



яркости состоит из модуля яркостного канала и матрицы (AS8) и трех модулей выходных видеоусилителей (AS9–AS11).

Сигналы основных цветов с БОС-3 поступают на плату кинескопа через соединители X5R, X5G и X5B, а сигналы ЗЧ через соединитель X6 БУ – на звуковые головки. Импульсы гашения подаются на плату кинескопа через соединитель X4. Через соединители X9.1 (A4) и X9.2 (A4) на селектор СК-В-1 с блока управления поступают напряжения для питания и напряжения на переключающие диоды и варикапы. Через соединитель X1 (A1) на БОС-3 с блоков питания и разверток поступают питающие и импульсные напряжения.

Управление контрастностью, яркостью, цветовой насыщенностью и громкостью осуществляется регуляторами, установленными в блоке

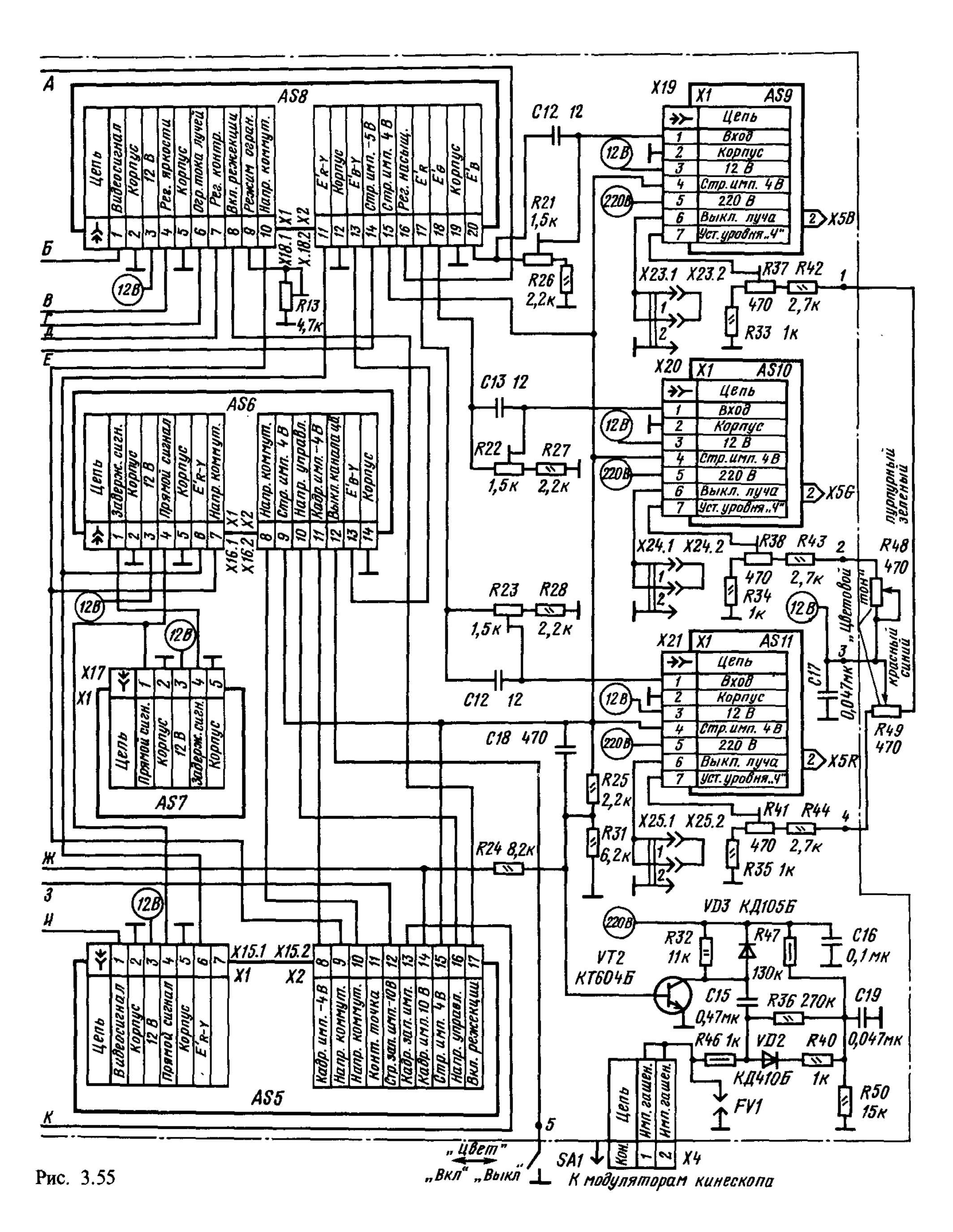


Рис. 3.55

управления (рис. 3.56) через соединители X7 и X3. Через соединитель X7 передается также напряжение АПЧГ на БУ и импульсы отключения АПЧГ от СВП-4-1. Соединитель X5 (A12) связывает выключатель в БУ (A4) с первичной обмоткой трансформатора в БП (A2). Напряжение для питания СВП-4-1 на БУ (A4) поступает через соединитель X10.

Подключение вместо селектора СК-В-1 селекторов СК-М-24 и СК-Д-24 к плате согласования с сенсорным устройством СВП-4-3 показано на рис. 3.57. Переменные напряжения от блока трансформаторов подаются через соединители X2 (A2) на блок питания через X3 – на накал кинескопа, через X4 (A7) – на устройство размагничивания. Через соединители X2 (A1)–X2 (A3) на БР с БОС передаются кадровые и строчные синхронизирующие импульсы (рис. 3.53).

Строчные и кадровые отклоняющие токи, формируемые в блоке разверток БР-11 (рис. 3.58), поступают через соединитель X1 (A3) на отклоняющую систему (см. рис. 3.53), а через X4 (A13) – на блок сведения БС-11. Через соединитель X5 из БР на БС-11 подается напряжение 820 В. Из БС-11 с переменных резисторов, предназначенных для раздельной регулировки напряжения на каждом из ускоряющих электродов кинескопа, через соединитель X6 (A13) напряжения поступают на плату кинескопа A5.

Из БР с умножителя напряжения УН 8,5/25-1,2А по высоковольтному проводу подается напряжение на анод кинескопа, а через соединитель X7 с регулятора фокусировки – напряжение на контакт 9 панели кинескопа. Блок разверток связан с блоком питания соединителем X3 (A3), а БОС с блоком питания – через соединитель X1 (A1).

Через соединитель X4 на БС-11 поступают импульсы строчной и кадровой частоты. Регулятор сведения связан с БС-11 соединителями X1 (A13) и X2 (A13) – рис. 3.48, 3.53.

3.13. НАСТРОЙКА ТРАКТОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

Меры безопасности при настройке

Настраивать и регулировать отдельные блоки и телевизор в целом следует лишь после проверки работы блока питания. Для этого нужно убедиться в том, что блок питания обеспечивает подачу требуемых напряжений при полной нагрузке, т. е. при включении питания на все блоки. Напряжения можно измерять миллиампервольтметром любого типа.

При измерении напряжений, настройке и регулировке блоков нельзя забывать, что, когда телевизор включен в электросеть, в нем имеется высокое напряжение, опасное для человека. Поэтому при всех работах следует строго соблюдать меры безопасности. Основными из этих мер являются следующие:

1. Настройку телевизора надо производить одной рукой; вторая рука не должна касаться шасси телевизора или других его деталей, а также приборов и проводящих предметов, расположенных рядом с шасси.

2. Нельзя прикасаться (даже одной рукой) к выводам анода кинескопа и деталей оконечного каскада строчной развертки, к выводам трансформаторов ТВК и ТВС, а также к цепям и проводникам блоков, соединенных с ними.

3. Следует избегать прикосновения к цепям, соединенным с источником анодного напряжения, а также к радиодеталям выпрямителя.

4. Нельзя подключать измерительные приборы, а также проводить монтаж (подпайку, перепайку) деталей во включенном телевизоре. Нужно выключить телевизор, затем подключить приборы либо произвести монтаж или демонтаж той или иной детали и лишь после этого снова включить телевизор. Этой мерой обеспечивается не только безопасность работы, но и сохранность таких деталей, как транзисторы и микросхемы. Их могут вывести из строя случайные импульсы напряжения, возникающие при подключении приборов, и небольшие токи утечки через изоляцию в электрическом паяльнике.

Тракты изображения и звука можно настраивать с помощью генератора сигналов и электронного вольтметра или миллиампервольтомметра, а также с помощью генератора качающейся частоты (ГКЧ) типа X1-7 и ему подобных. Генератор используют на промышленных предприятиях, он обеспечивает наглядность и быстроту настройки при налаженном поточном производстве. Однако низкая точность настройки режекторных контуров, а также сложность освоения и недоступность ГКЧ заставляют радиолюбителей отдать предпочтение генератору сигналов и электронному вольтметру.

Электронный вольтметр нужен для снятия частотной характеристики видеоусилителя, и если он имеется в распоряжении радиолюбителя, то можно обойтись без миллиампервольтомметра. Если имеется лишь миллиампервольтомметр, то можно выполнить настройку всего тракта изображения, за исключением видеоусилителя.

Прежде чем приступить к настройке блоков телевизора с помощью измерительной аппаратуры, необходимо хорошо изучить прилагаемые к ней инструкции по эксплуатации.

Для настройки тракта изображения с синхронным видеодетектором в условиях производства применяют комплект аппаратуры, состоящий из трех генераторов, осциллографа и частотомера. Такой комплект позволяет ускорить настройку и повысить производительность труда. Если не преследовать эти цели, то в радиолюбительских условиях можно ограничиться применением одного генератора сигналов и любого осциллографа. Такие же два прибора можно использовать и для настройки тракта звукового сопровождения с ЧМ детектором произведения.

Насыщенность Яркость Контрастность
R23 2,2к R25 10к R27 4,7к
R22 1,8к
R24 8,2к
R26 5,1к
R28 12к
C11 4700
Громкость
R32 22к
X8
Плата согласования
X7 (A1)

Конт	Цепь
10	Насыщен.
9	Яркость
8	Контрастн.
7	Корпус
6	ДУ громк.
5	Блокир. АПЧГ
4	
3	Выход АПЧГ
2	Выход АПЧГ
1	КН 10 В

X8

Кон	1	2
Цепь	Корпус	Громкость

X3 (A1)

Цепь	Кон.
Громкость	1
Громкость	2
Корпус	3

X9.2

Цепь	Кон.
U вар	1
U вар	2

X14

Цепь	Кон
ДУ яркост.	5
ДУ громкост.	4
12 В	3
Корпус	2
ДУ программ	1

X9.1

Цепь	Кон.
Корпус	8
	7
12 В ДМВ	6
	5
12 В СМ	4
Коммут. диоды	3
Коммут. диоды	2
12 В МВ	1

X4

Кон	Цепь
1	Корпус
2	250 В
3	−12 В
4	12 В

SB1 „РПЧ-АПЧ"
X5 (A12)
SA1 „Сеть"
VD1 Д223
R1 82к
C9 0,47мк
R2 3,3к
VD4 Д223
R4 3,3к
X1N
VD3 Д814
R5 3,3М
R8 3,3М
VT2 КТ315Г
R13 8,2к
R6 33к
VT3 КП103Ж
R35 1,5к
X2N
R3 4,3к
R7 27к
VD2 КС531В
R15 22к
X4N

X10 (Ш-П2) — Ш-П2

Кон.	1	2	3	4	5
Цепь	−12 В	12 В	Блокир. АПЧГ	Корпус	U варикапов

X12 (Ш-СК-В) — Ш-СК-В

Кон.	6	5	4	3	2	1
Цепь	200 В	12 В ДМВ	U вар	Коммут. диоды	Коммут. диоды	−12 В МВ

AU1
СВП-4-1

Рис. 3.56

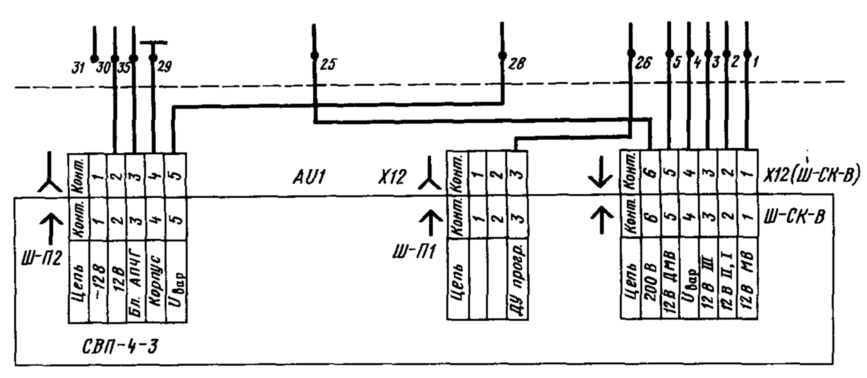
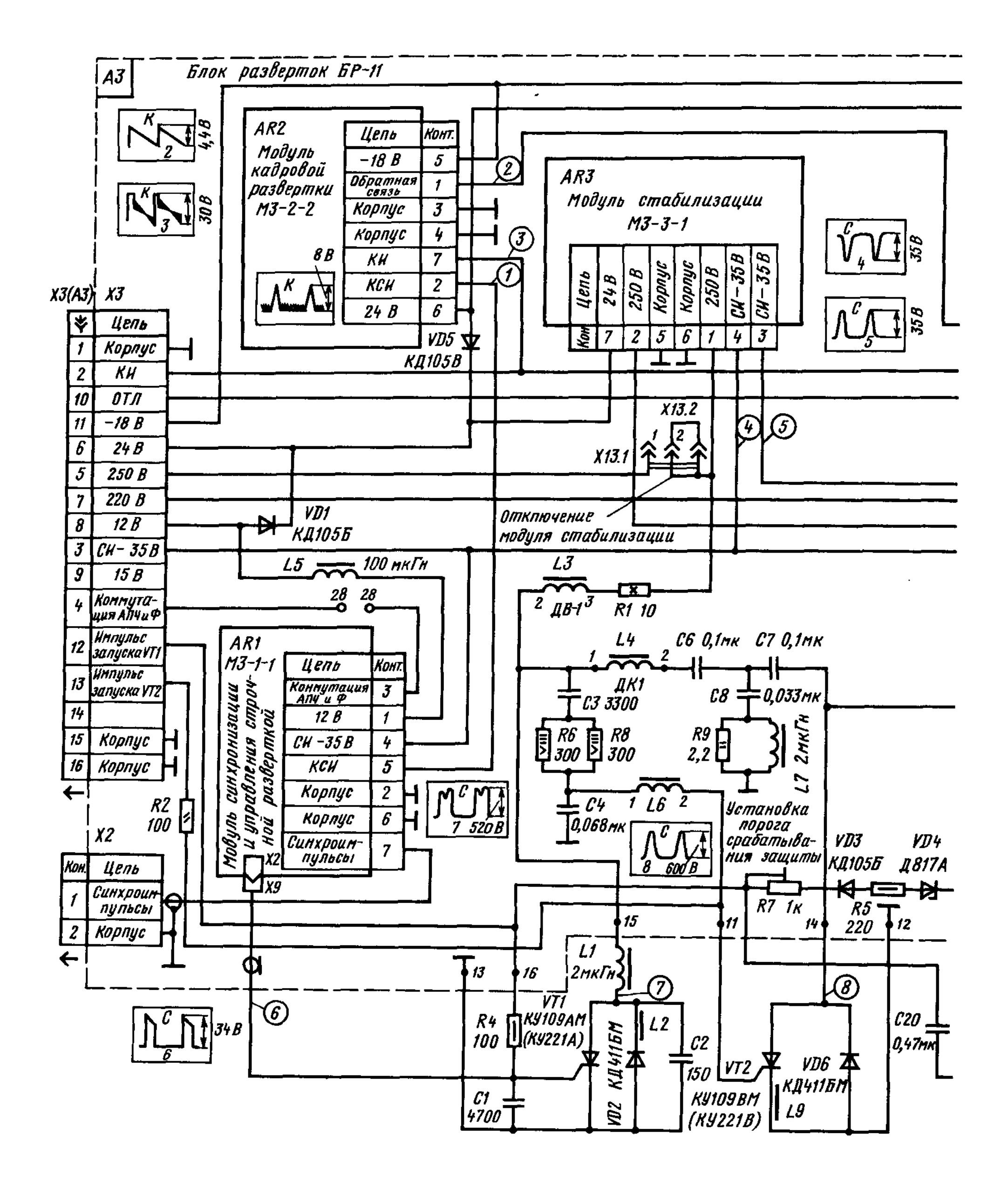


Рис. 3.57



Настройка модуля УПЧИ на микросхемах с синхронным видеодетектором

Настройку модуля УПЧИ с синхронным видеодетектором (см. рис. 3.12) можно выполнить вне телевизора, соединив контакты 4 и 7 разъема X1 модуля соответственно с положительным и отрицательным полюсом автономного источника напряжения 12 В.

Входной кабель ПЧ модуля соединяют с выходом генератора Г4-18А, Г3-8 (ГМВ, СГ-1), а к гнезду 3 разъема X1 подключают вертикальный вход любого осциллографа, корпус которого соединяют с гнездом 7 разъема X1. Усиление по горизонтали у осциллографа уменьшают до нуля или выключают горизонтальную развертку. Уровень сигнала на выходе модуля контролируют по отклонению луча осциллографа по вертикали, установив вертикальное усиление таким, чтобы это отклонение не выходило за пределы экрана. Настройку ведут, установив уровень внутренней модуляции генератора 85–90% при выходном напряжении 400 мкВ. На частоте 30 МГц вращением сердечника настраивают контур с катушкой L6 по

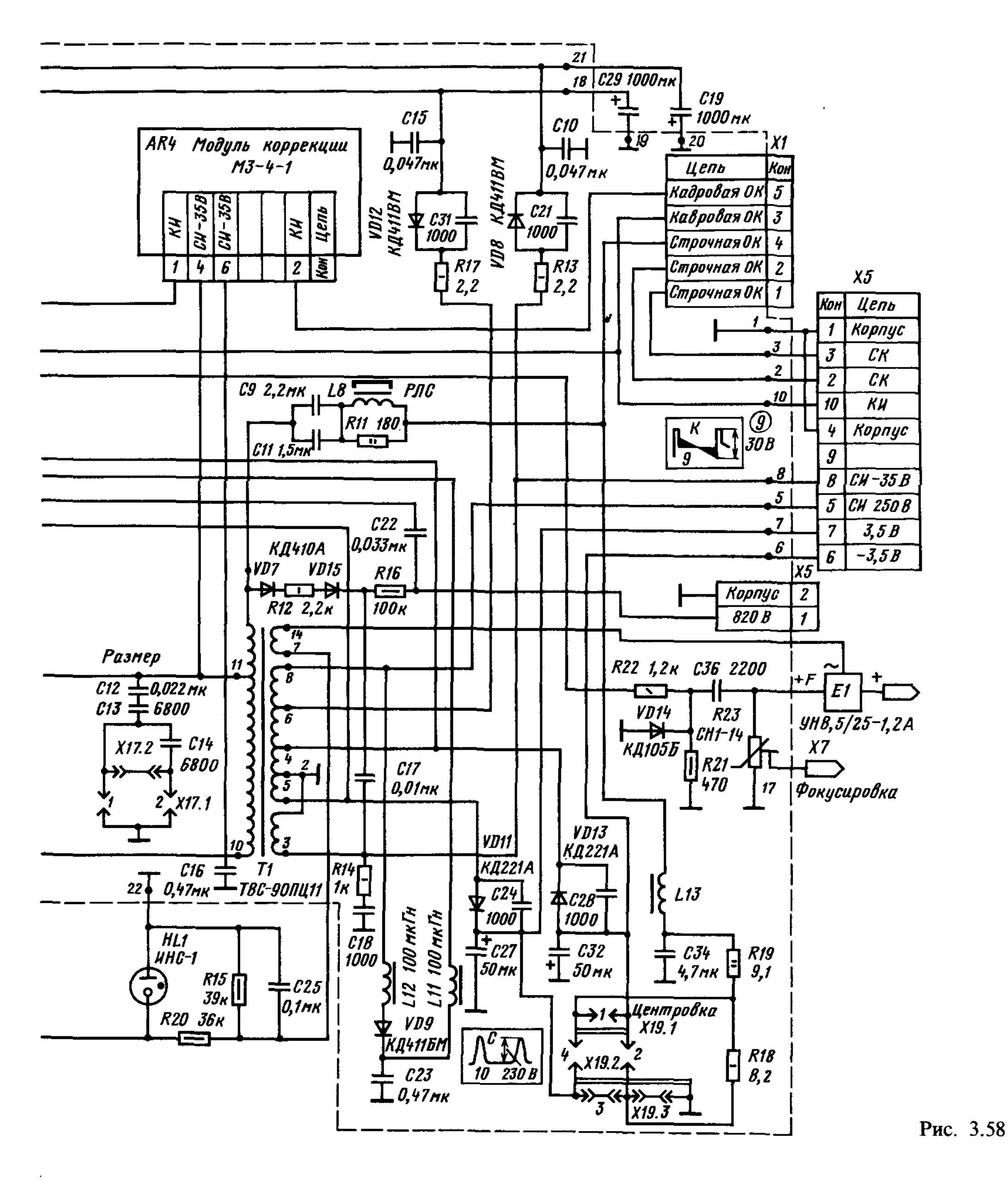


Рис. 3.58

минимуму отклонения луча осциллографа. Затем, добиваясь минимального отклонения луча осциллографа, настраивают контур с катушкой L8 на частоте 30,5 МГц и с катушкой L4 на частоте 31,5 МГц. Добиваясь минимального отклонения луча осциллографа, нужно настраивать контуры с катушками L5 (39,5 МГц), (40,5 МГц) и L7 (40 МГц). Далее, добиваясь максимального отклонения луча осциллографа, надо настраивать контур с катушками L3 (36,5 МГц), L9 (35 МГц) и L2 (33,5 МГц).

Для настройки контура синхронного детектора частоту горизонтальной развертки осциллографа подбирают так, чтобы на его экране была видна синусоидальная кривая НЧ сигнала, модулирующего генератор. На частоте 38 МГц, вращая сердечник катушки L11, добиваются симметричной формы наблюдаемого НЧ сигнала (рис. 3.59), что будет соответствовать максимальной линейности характеристики синхронного детектора. После настройки всех контуров, изменяя частоту генератора через 0,5 МГц и поддерживая его выходное напряжение на уровне 400 мкВ, снимают АЧХ УПЧИ в диапазоне 29...42 МГц, откладывая на графике по оси X высоту линии вертикального отклонения луча

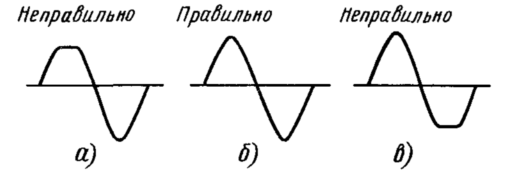


Рис. 3.59

осциллографа. Снятая характеристика должна укладываться в допуски, изображенные на рис. 3.13. Если характеристика выходит за пределы допусков, то после настройки контура синхронного детектора необходимо снова повторить настройку контуров УПЧИ на частотах, где наблюдается отклонение от допусков.

Настройка модуля УПЧЗ на микросхемах с детектором произведения

Настройку модуля УПЧЗ на микросхемах с детектором произведения (см. рис. 3.15) можно выполнить вне телевизора, подключив к контактам 3 и 4 разъема X1 модуля соответственно отрицательный и положительный полюсы автономного источника питания. Выход генератора Г4-1А или Г4-18А через резистор сопротивлением 270 Ом соединяют с гнездом 2, а корпус генератора – с гнездом 3 этого же разъема. К гнездам 2 и 3 подключают конденсатор емкостью 47 пФ, а выходное гнездо генератора шунтируют резистором сопротивлением 75 Ом. К гнезду 5 разъема X1 подключают вертикальный вход любого осциллографа, корпус которого также соединяют с гнездом 3 разъема X1.

Установив внутреннюю модуляцию глубиной 85...90% на частоте 6,5 МГц, подбирают уровень выходного напряжения генератора таким, чтобы сигнал не ограничивался в каскадах УПЧЗ. Для этого сначала, установив максимальное усиление у осциллографа по входу X и выключив развертку по горизонтали, увеличивают выходное напряжение генератора и наблюдают за ростом отклонения луча осциллографа по вертикали. Заметив уровень, при котором рост вертикального отклонения прекращается, уменьшают вдвое амплитуду сигнала генератора и начинают настройку.

Чтобы настроить контуры полосового фильтра на входе модуля, сначала расстраивают опорный контур детектора произведения, вращая сердечник катушки L5 и добиваясь максимального отклонения луча осциллографа по вертикали. Затем, вращая сердечники катушек L1–L4, также добиваются максимального отклонения луча осциллографа по вертикали. Если во время настройки контуров с катушками L1–L4 сигнал в УПЧЗ начинает ограничиваться, то надо уменьшить амплитуду сигнала генератора и вновь настроить контуры модуля.

При настройке опорного контура детектора произведения вращают сердечник катушки L5, добиваясь минимального отклонения луча осциллографа по вертикали. При повороте сердечника катушки L5 в обе стороны от положения точной настройки амплитуда отклонения луча осциллографа должна увеличиваться. Окончательно опорный контур детектора произведения подстраивают во время приема телепередачи. Небольшими поворотами сердечника катушки L5 добиваются наилучшего качества звукового сопровождения без искажений и фона кадровой частоты.

3.14. РЕГУЛИРОВКА БЛОКОВ СИНХРОНИЗАЦИИ И РАЗВЕРТКИ

Проверка селекторов синхронизирующих импульсов

Приступая к регулировке блоков синхронизации и развертки, необходимо убедиться, что блок питания обеспечивает получение необходимых напряжений при полной его нагрузке. При проведении регулировки следует строго соблюдать правила техники безопасности.

Регулировка блоков синхронизации и развертки значительно облегчается, если для этой цели использовать осциллографы. Низкочастотный осциллограф дает возможность контролировать работу селектора синхронизирующих импульсов и генераторов развертки, а высокочастотный осциллограф позволяет детально наблюдать форму отдельных синхронизирующих импульсов и импульсов напряжения развертки.

Селекторы проверяют после настройки блоков УПЧИ и УПЧЗ во время приема телепередачи, которую контролируют по наличию звукового сопровождения.

Проверка с помощью осциллографа ведется в следующей последовательности. Подключив вертикальный вход осциллографа ко входу селектора (резистор R1 на рис. 3.26) и подобрав необходимую частоту развертки осциллографа, убеждаемся в наличии полного видеосигнала. Затем осциллографом контролируют на выходе селектора (коллектор транзистора VT1 на рис. 3.26) форму синхроимпульсов, отделенных от видеосигнала.

Проверка без осциллографа сводится к прослушиванию сигналов на входе и выходе селектора после подачи их на вход УНЧ (в гнездо 2 разъема X13 на рис. 3.15) через конденсатор емкостью 1 мкФ.

Если селектор исправлен, то сигналы прослушиваются как фон кадровой частоты.

Проверка задающих генераторов строчной и кадровой развертки

Работу задающих генераторов развертки можно проверять до настройки УПЧИ и УПЧЗ. Однако окончательную регулировку, связанную с подгонкой частоты, можно выполнить лишь во время приема телепередачи.

Проверка с помощью осциллографа сводится к просмотру и контролю формы импульсных напряжений, вырабатываемых задающими генераторами. При подключении вертикального входа

осциллографа к контактам 1 и 7 модуля кадровой развертки (см. рис. 3.58) можно увидеть указанные импульсы напряжения.

Проверка с помощью миллиампервольтомметра или тестера производится через пробник, представляющий собой пиковый детектор, которым можно обнаружить импульсные напряжения на контактах 1, 7 модуля. Миллиампервольтомметр включается на измерение постоянного напряжения 30...50 В. По показаниям миллиампервольтомметра можно судить о наличии импульсных напряжений в контролируемых точках генератора.

Подгонку частоты необходимо проводить при значительных отклонениях параметров радиодеталей после настройки УПЧИ и после того, как проведена работа оконечных каскадов строчной и кадровой развертки, а на экране кинескопа получен растр, на котором имеются следы изображения.

Если частота задающего генератора строчной развертки отличается от требуемой, то на экране видны косые широкие темные полосы, образованные гасящими импульсами (границами) незасинхронизированного изображения. Если сопротивление резнстора R21 (см. рис. 3.34), включенного в цепь регулировки, близко к нулю, а полосы на экране расположены справа вниз налево, то нужно уменьшить сопротивление резисторов R16 или R18 (см. рис. 3.34). Если полосы на экране расположены слева вниз направо, а сопротивление резистора R21 (см. рис. 3.34) максимально, то нужно увеличить сопротивление резистора R16 или R18.

Если частота задающего генератора кадровой развертки отличается от требуемой, кадр изображения не остается неподвижным и движется по экрану. Если сопротивление переменного резистора R8, включенного в цепь базы транзистора VT4, равно нулю, а кадр движется по экрану снизу вверх и остановить его не удается, то нужно уменьшить сопротивление добавочного резистора R9 (см. рис. 3.35). Если сопротивление переменного резистора максимально, а кадр движется по экрану сверху вниз, то нужно увеличить сопротивление добавочного резистора.

Проверка оконечных каскадов строчной и кадровой развертки

Если задающие генераторы работают, а растра на экране кинескопа нет, то необходимо проверить работу оконечного каскада сначала строчной, а затем кадровой развертки.

Проверка оконечного каскада строчной развертки начинается с измерения напряжения питания 260 В (см. рис. 3.29), определяющего режим его работы. При нормальной работе каскада на конденсаторе фильтра выпрямителя напряжения C17 (рис. 3.49) имеется напряжение, питающее ускоряющие электроды кинескопа и указанное на схеме. Если это напряжение имеется, а растра нет, то нужно проверить работу высоковольтного умножителя УН 8,5/25-1,2А. Проверка сводится к замеру напряжения, поступающего от умножителя на анод кинескопа. Замер производится ампервольтомметром, например, типа Ц4314 или Ц4341 с гирляндой добавочных резисторов, расширяющих пределы измерения до 30 кВ. Гирлянду из резисторов типа КЭВ на 500 мОм (7 × 68 + 22 мОм) заключают в несколько поливиниловых трубок, вставленных друг в друга. Измеряя высокое напряжение, следует строго соблюдать меры безопасности.

Если размер растра по горизонтали при положении 3 ступенчатого регулятора X17 мал, то нужно увеличить емкость конденсаторов C13 (см. рис. 3.29). При этом длительность обратного хода возрастет, высокое напряжение на аноде кинескопа уменьшится, это приведет к увеличению размера растра. Если же размер растра велик, то нужно уменьшить емкость конденсатора C13 и переставить регулятор X17 в положение 1. Из-за возникающего при этом увеличения высокого напряжения повысится яркость изображения, улучшатся его фокусировка и четкость.

С помощью пробника с пиковым детектором можно обнаружить пилообразно-импульсное напряжение на управляющем электроде тиристора VT1 (см. рис. 3.29).

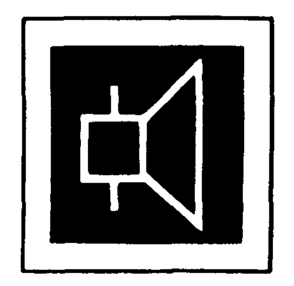
Проверка оконечного каскада кадровой развертки сводится к проверке наличия импульсного напряжения, возникающего на кадровых катушках отклоняющей системы во время обратного хода. Проверку ведут с помощью пробника с пиковым детектором.

При необходимости таким же образом можно обнаружить пилообразное напряжение на базе транзисторов VT9, VT11 (см. рис. 3.35).

Если размер растра по вертикали недостаточен даже при крайнем положении регуляторов этого размера, то необходимо уменьшить сопротивление резистора R12 (рис. 3.35) в зарядной цепи задающего генератора.

Регулировка цепи АПЧиФ строчной развертки

Частоту задающего генератора подгоняют, как и ранее, при отсутствии синхроимпульсов на входе цепи АПЧиФ. Для этого коллектор транзистора VT1 (см. рис. 3.26) надо соединить с шасси. В процессе подгонки надо установить такую частоту задающего генератора, при которой бегущий кадр изображения можно было хотя бы на короткое время остановить, вращая регулятор частоты строк. После этого отсоединяют коллектор транзистора VT1 от шасси и проверяют работу цепи АПЧиФ при приеме передач различных телецентров, передающих изображение с привязкой к питающей сети другого энергетического кольца.



ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКАЯ АППАРАТУРА

РАЗДЕЛ 4

Содержание

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Состав звуковоспроизводящих комплексов

Звуковоспроизводящие комплексы – это конечные звенья любого канала звукопередачи. Они предназначены для усиления, подавления шумов и помех, тембровой обработки и электроакустического преобразования электрических сигналов различных источников звуковых программ – электропроигрывающих устройств (ЭПУ) грамзаписи, магнитофонов, радиовещательных приемников и др. Наиболее совершенную радиоприемную и звуковоспроизводящую аппаратуру (за исключением малогабаритных переносных магнитол) выпускают в виде отдельных блоков. Это позволяет изменять состав комплекса в зависимости от назначения и требований к качеству звучания, а также заменять тот или иной блок.

В минимальный состав звуковоспроизводящего комплекса бытовой РЭА (рис. 4.1) входят источники звуковых программ: ЭПУ механической звукозаписи 1, магнитофон 2 (катушечный или кассетный) и усилитель 3. Усилитель кроме усиления сигнала по мощности до необходимого уровня громкости звучания громкоговорителей 4 и 5 акустической системы (АС) обеспечивает тембровую обработку и коммутацию источников программ, например, при перезаписи на магнитофон звуковой программы с грампластинки. Нередко усилитель содержит и предварительный усилитель-корректор (УК) сигнала звукоснимателя ЭПУ.

Совершенствование простейшего комплекса и введение в его состав дополнительных блоков повышают его качественный уровень и преобразуют его в полный комплекс бытовой РЭА

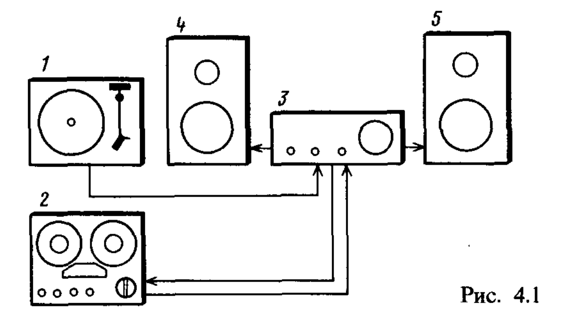


Рис. 4.1

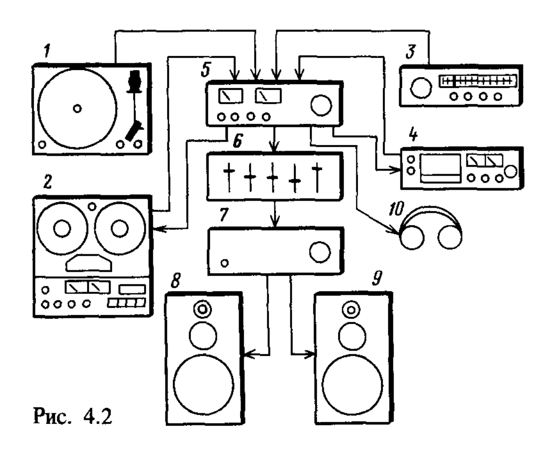


Рис. 4.2

(рис. 4.2). К источникам программ в полном комплексе относятся ЭПУ 1, катушечный магнитофон 2, тюнер (радиоприемник без УЗЧ) 3, кассетный магнитофон 4. Сигналы от всех источников подводят к входу предварительного усилителя (ПУ) 5, который обеспечивает коммутацию, приведение всех сигналов к одному уровню и их частотную коррекцию регуляторами тембра (РТ) по низшим и высшим звуковым частотам.

Эквалайзер 6 (многополосный регулятор тембра) предназначен для коррекции искажений АЧХ по звуковому давлению в АС 8 и 9, вызываемых резонансными и дифракционными процессами реальной акустической обстановки. Усилитель мощности (УМ) 7 в полном комплексе, как правило, оформлен отдельным блоком и имеет лишь сетевой выключатель и регулятор чувствительности в отличие от так называемого полного усилителя (блок 3 на рис. 4.1), т. е. не разделенного на предварительный усилитель и усилитель мощности. В состав полного комплекса входят также головные телефоны 10, которые подключают к специальному выходу ПУ 5. Это позволяет прослушивать программы без включения УМ, характеризующегося значительным энергопотреблением, не мешая окружающим.

В тракте звуковоспроизведения – от микрофона в студии звукозаписи до АС звуковоспроизводящего комплекса – сигнал претерпевает различные преобразования, каждое из которых в большей или меньшей степени искажает исходный сигнал. Качество звуковоспроизводящей аппаратуры оценивают по тому, насколько близок к оригиналу звуковой сигнал, прошедший по тракту звуковоспроизведения. Особую группу образует аппаратура высокой верности воспроизведения (категории Hi – Fi – «высшая верность»), обеспечивающая музыкальное воспроизведение без заметных на слух отличий от оригинала.

Параметры звуковоспроизводящих устройств

Качество воспроизведения звука и естественность звучания зависят от искажений и помех в аппаратуре. Не все слушатели реагируют на ее дефекты одинаково: одни отмечают искажения и помехи в передаче или звукозаписи, для других они остаются незамеченными; многие слушатели согласны пользоваться относительно несложной, недорогой аппаратурой, мирясь с тем, что качество воспроизведения отличается от естественного. По этим причинам магнитофоны, электрофоны, как и приемники звукового вещания (см. разд. 2), в зависимости от основных электрических и электроакустических параметров и эксплуатационных удобств делят на группы сложности.

В табл. 4.1 указаны установленные Государственным стандартом СССР численные значения общих для радиовещательных приемников (ГОСТ 5651 – 82), электрофонов (ГОСТ 11157 – 80) и бытовых магнитофонов (ГОСТ 24863 – 81) параметры, при которых может быть достигнуто качество звуковоспроизведения, соответствующее различным группам сложности. (Буквы НВ означают, что промышленная аппаратура по данной группе сложности не выпускается).

Номинальный рабочий диапазон звуковых частот – один из основных показателей, по которому аппаратуру относят к той или иной группе сложности. Чем выше группа, тем шире должен быть диапазон. Ширину рабочего диапазона

Таблица 4.1. **Электроакустические параметры звуковоспроизводящей аппаратуры**

Параметр	Вид аппаратуры		Норма для устройства группы сложности 0	1	2	3	4
Диапазон воспроизводимых частот по звуковому давлению при неравномерности частотной характеристики не более 14 дБ, Гц, не уже:	Радиоприемники стационарные	УКВ:					
		с высокой АС	31,5...15 000	40...15 000	63...12 500	100...8 000	НВ
		со встроенной АС	–	–	125...12 500	200...8 000	НВ
		КВ, СВ и ДВ:					
		с выносной АС	31,5...6 300	50...4 000	80...4 000	125...3 550	НВ
		с выносной АС в положении «Местный прием»	31,5...8 000	50...6 300	80...6 300	–	НВ
		с встроенной АС	–	–	125...4 000	200...3 150	НВ
		с встроенной АС в положении «Местный прием»	–	–	125...6 300	–	НВ
	Радиоприемники переносные	УКВ	80...12 500	125...10 000	160...1 000	315...6 300	
		КВ, СВ и ДВ	80...4 000	125...4 000	200...3 500	315...3 150[1)]	НВ
		КВ, СВ и ДВ в положении «Местный прием»	80...5 600	125...5 600	200...4 000	–	НВ
	Электрофоны		31,5...20 000	50...16 000	80...12 500	100...8 000 125...7 100[2)]	НВ

Окончание табл. 4.1

Параметр	Вид аппаратуры			Норма для устройства группы сложности 0	1	2	3	4
	Магнитолы бытовые: со входи усилителя мощности для встроенных АС			–	–	160...8 000	20...7 100, 315...6 300	
Рабочий диапазон частот по электрическому напряжению, Гц, не уже	Электрофоны со входа УЗЧ		20...20 000	31,5...16 000	40...12 500	–	НВ	
	Магнитофоны бытовые на линейном выходе		31,5...22 000	31,5...18 000	40...14 000	40...12 500 63...8 000		
	Тюнеры и тюнеры-усилители		20...15 000	31,5...15 000	–	–	НВ	
Среднее звуковое давление на расстоянины 1 м, дБ, не менее	Магнитофоны бытовые		–	–	72	70	70	
Коэффициент гармоник по напряжению, %, не более	Радиоприемники стационарные в диапазоне УКВ	Режим «Стерео» на частоте, Гц						
		315 (250)		1,5 (1)	2 (1,5)	3 (2,5)	3	НВ
		1000		1,5	2	3	3	НВ
		5000 (6300)		3	4	5	6	НВ
		Режим «Моно» на частоте, Гц						
		315 (250)		1,5	2	4	5	НВ
		1000		0,7	1	2	3	НВ
		5000 (6300)		1,5	2	4	5	НВ
	Радиоприемники переносные в диапазоне УКВ	Режим «Стерео» на частоте, Гц						
		315 (250)		4	5	6	–	НВ
		1000		2	2,5	3	–	НВ
		5000 (6300)		4	5	6	–	НВ
	Радиоприемники переносные в диапазоне УКВ	Режим «Моно» на частоте, Гц:						
		315 (250)		3	3	4	6	НВ
		1000		1,5	1,5	2	3	НВ
		5000 (6300)		3	3	4	6	НВ
	Радиоприемники в диапазонах КВ, СВ и ДВ на частотах, Гц							
		от 200 до 400		4	5	6	–	НВ
		400		2	4	5	5	НВ
	Магнитофоны бытовые на линейном выходе			1,5	2	3	4	5
	Электрофоны на частотах 63...12 500 Гц			0,3	0,7	1,5	2,5	НВ
Относительный уровень фона, дБ, не более	Магнитофоны бытовые на линейном выходе			–52	–50	–46	–44	–40
	Электрофоны			–56	–50	–46	–40	
	Радиоприемники в диапазоне УКВ:							
	в режиме «Стерео»			54	46	42	40	НВ
	в режиме «Моно»			60	50	44	40	НВ
	Радиоприемники в диапазонах КВ, СВ и ДВ			54	46	40	40	НВ
Относительный уровень помех, дБ, не более	Радиоприемники в диапазоне УКВ			–60	–50	–50	–	НВ
	Магнитофоны бытовые в канале записи – воспроизведения			–60	–58	–54	–50	–46

[1] Для устройств объемов менее 0,001 м^3 указывают в ТУ.
[2] Для встроенной АС.

определяет частотная характеристика звуковоспроизводящего устройства по звуковому давлению, создаваемому громкоговорителями. Неравномерность частотной характеристики – отношение максимального напряжения электрического сигнала на его выходе к минимальному при неизменном входном сигнале в номинальном рабочем диапазоне частот.

Требуемые акустические частотные характеристики радиоприемников и электрофонов должны быть обеспечены при условии, что неравномерность частотной характеристики УЗЧ не превышает 2...6 дБ.

4.2. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Характеристики и параметры усилителей

Усилители ЗЧ определяются следующими характеристиками и параметрами.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)

показывает способность одинаково усиливать составляющие сигналы, относящиеся к разным частям спектра. Требования к АЧХ задают двумя параметрами – допускаемыми отклонениями АЧХ относительно коэффициента передачи на некоторой характерной частоте (1 кГц) и диапазоном эффективно воспроизводимых частот, в котором отклонение АЧХ от линейной не превышает допустимого.

Амплитудно-амплитудная характеристика (часто используется сокращенный термин амплитудная характеристика – АХ) показывает зависимость коэффициента усиления от входного напряжения. У современных УЗЧ нелинейность АХ не превышает долей процента. Поскольку нелинейность АХ приводит к появлению в выходном сигнале новых спектральных составляющих, отсутствовавших во входном, она может быть измерена спектральным способом и задана в виде коэффициента гармоник или коэффициента интермодуляционных искажений. Этот коэффициент определяют как квадратный корень из отношения мощностей гармоник к мощности первой гармоники или мощностей комбинационных составляющих к мощности составляющей с частотой входного сигнала на выходе усилителя. Нелинейность АХ обычно увеличивается с повышением уровня сигнала и поэтому ограничивает динамический диапазон сверху таким значением, при котором коэффициент гармоник или коэффициент интермодуляционных искажений достигает предельно допустимого значения.

Собственные шумы усилителя характеризуют тот минимальный уровень сигнала, который еще может различить слушатели, таким образом ограничивают динамический диапазон снизу. Уровень шума измеряют относительно номинального выходного сигнала (выражается в децибелах). В связи с тем, что чувствительность слуха для низших и высших звуковых частот значительно ниже, чем для средних, для согласования объективных измерений с субъективной оценкой при измерении напряжение шумов подвергают частотной коррекции псофометрическим взвешивающим фильтром, АЧХ которого обратна частотной зависимости порогового уровня заметности шумов.

Поскольку УМ нагружен непосредственно на АС, важным параметром, обеспечивающим оптимальное их согласование, является **коэффициент демпфирования**, определяемый как отношение сопротивления АС (нагрузки) к выходному сопротивлению УМ. Повышенное выходное сопротивление УМ приводит к повышению добротности низкокачественного звена АС и появлению «бубнящего» звучания.

По ГОСТ 24388-83 (СТ СЭВ 1079-78) УЗЧ по электрическим параметрам подразделяют на две группы сложности: высшую (0) и первую (1). Соответствующие нормы на основные параметры указаны в табл. 4.2; здесь же даны минимальные требования к усилителям высокой верности воспроизведения категории Hi-Fi. В табл. 4.3 показаны стандартные уровни сигналов, входное и выходное сопротивления для блоков комплекса по ГОСТ 24838-81 (СТ СЭВ 1080-78).

Таблица 4.2. **Основные параметры УЗЧ**

Параметр	Норма ГОСТ 24388-83 по группам сложности		Минимальные требования по категориям
	0	1	
Диапазон эффективно воспроизводимых частот, Гц:			
нижняя предельная частота	20	31,5	40
верхняя предельная частота	25 000	20 000	16 000
Допускаемые отклонения АЧХ, дБ, не более:			
для линейных входов предварительных усилителей	±0,3	±0,4	±1,5
усилителей мощности	±0,4	±0,6	±1,5
полных усилителей	±0,7	±1	±1,5
для усилителей-корректоров (относительно нормированной АЧХ)	±0,7	±1,5	±2
Рассогласование каналов по усилению в диапазоне частот 250...6300 Гц, дБ, не более	2	4	4
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 40...16 000 Гц, %, не более, для:			
предварительных усилителей	0,05	0,3	0,5
усилителей мощности	0,1	0,3	0,5
полных усилителей	0,15	0,5	0,7
Коэффициент интермодуляционных искажений, %, не более, для:			
предварительных усилителей	0,2	1,5	2
усилителей мощности	0,3	1,5	2
полных усилителей	0,4	2	3
Переходное затухание между стереоканалами, дБ, не менее, на частоте:			
1000 Гц	48	40	40
от 250 до 10 000 Гц	38	30	30
Переходное затухание между низкочастотными входами, дБ, не менее, на частоте:			
100 Гц	58	50	50
от 250 до 10 000 Гц	48	40	40
Отношение сигнал-взвешенный шум, дБ, не менее, для:			
предварительных усилителей	80	66	63
усилителей мощности	100	86	86
полных усилителей	80	66	60
Коэффициент демпфирования в диапазоне воспроизводимых частот, не менее	20	10	3

Окончание табл. 4.2

Параметр	Норма ГОСТ 24388-83 по группам сложности		Минимальные требования по категориям
	0	1	
Номинальная выходная мощность для усилителей мощности и полных усилителей, Вт, не менее	10	10	10

(а, б) или двух (в) источников питания. Различие этих вариантов – в способе подключения нагрузки $R_н$. Наибольшее распространение получили усилители с двумя источниками питания, позволяющие отказаться от разделительных конденсаторов большой емкости и обеспечивающие простоту реализации каскадов предварительного усиления.

Простейшие каскады по схемам на рис. 4.3 находят применение обычно в различных устройствах при $P_{вых} \leqslant 0{,}1$ Вт. При большей мощности следует использовать каскады на составных транзисторах разной структуры с близкими параметрами. Такой каскад (рис. 4.4) находит при-

Таблица 4.3. **Стандартные уровни сигналов, входные и выходные сопротивления для блоков комплекса**

Устройство	$U_{вх}$			$R_{вх}$, кОм	$U_{вых}$, В		$R_{вых}$, кОм	$R_н$
	min	ном	max		ном	max		
Магнитофон	0,2 В	0,5 В	2 В	220	0,5	2	22	220 кОм
Тюнер *	–	–	–	–	0,5	2	22	220 кОм
ЭПУ с магнитной головкой **	2 мВ	5 мВ	20 мВ	47±20%	–	–	–	–
ЭПУ с пьезоголовкой	0,2 В	0,5 В	2 В	⩾470	–	–	–	–
Предварительный усилитель	–	–	–	220	1	⩾1	⩽1 ***	⩾10 кОм
Усилитель мощности	-	1 В	–	⩾10	–	–	⩽$R_н$/3	4; 8; 16 Ом

* Номинальное выходное напряжение при входном напряжении 1,73 мВ на сопротивлении 300 Ом при девиации частоты 40 кГц для ЧМ тюнеров и глубине модуляции 80% для АМ тюнеров.

** Для усилителя-корректора на частоте 1000 Гц.

*** Для выхода, предназначенного для подключения головных телефонов с $R_{вых} = 120$ Ом, $P_{вых} = 100$ мВт.

Оконечные и предоконечные каскады

Оконечный каскад УЗЧ служит для усиления мощности. Его целесообразно выполнять по двухтактной бестрансформаторной схеме с несимметричным выходом. Такой каскад по сравнению с трансформаторным вносит меньшие частотные, переходные и нелинейные искажения, а также обладает более высоким КПД. Транзисторы работают обычно в режиме АВ.

Оконечный каскад можно построить на транзисторах различной структуры, как, например, показано на рис. 4.3 при использовании одного

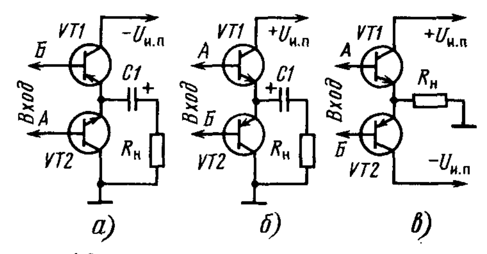


Рис. 4.3

менение в тех случаях, когда от него требуется в основном усиление по току. Для получения дополнительного усиления по напряжению используют схему на рис. 4.5; здесь в каждом плече предусмотрена цепь отрицательной ОС (R1, R5 и R2, R6), определяющая коэффициент усиления по напряжению.

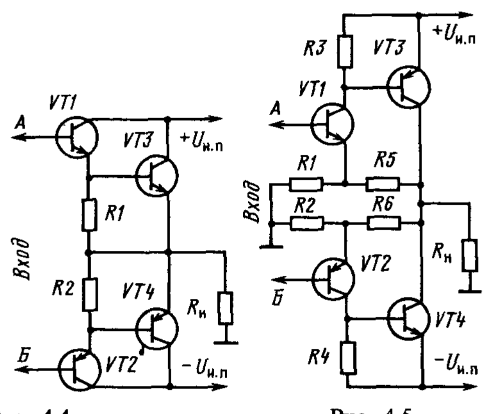


Рис. 4.4 Рис. 4.5

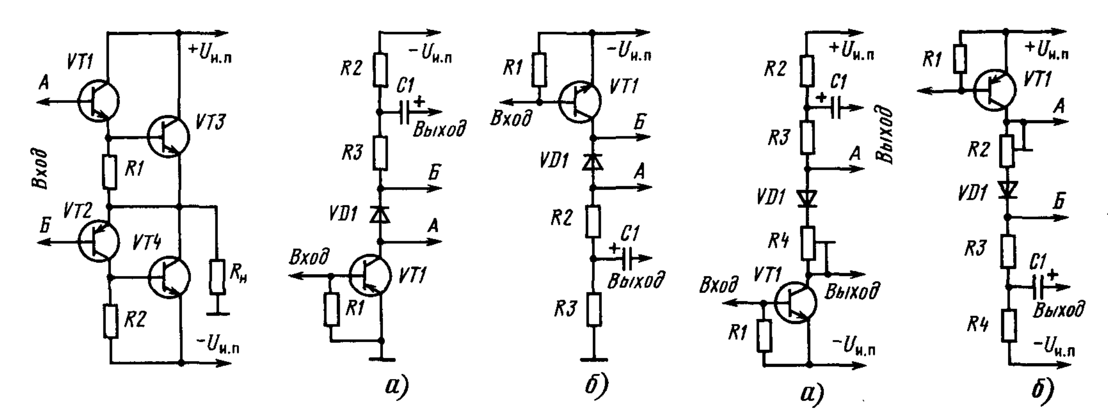


Рис. 4.6 Рис. 4.7 Рис. 4.8

Можно также строить оконечный каскад с квазикомплементарной выходной цепью (рис. 4.6).

Предоконечные каскады обычно однотактные, собранные на транзисторах с гальванической связью с оконечным каскадом. Для оконечного каскада по схеме на рис. 4.3,*в* целесообразно использовать предоконечный усилитель, выполненный по одной из схем на рис. 4.7,*а*, *б*. При изменении полярности источника питания на обратную эти же схемы могут быть использованы и для построения каскада по схеме на рис. 4.3,*б*, нужно лишь взять транзисторы другой структуры и изменить полярность включения диода и конденсатора.

Из оконечных каскадов с двумя источниками питания наибольшее распространение получил каскад, собранный по схеме на рис. 4.8 при использовании транзистора p-n-p (рис. 4.8,*б*) и n-p-n (рис. 4.8,*а*). Наличие цепи положительной ОС с выхода усилителя через конденсатор C1 (рис. 4.7, 4.8) обеспечивает малое влияние сопротивления резисторов R2–R4 на режим работы каскадов на переменном токе.

Мощный оконечный каскад, выполненный по схемам на рис. 4.3–4.6, обычно требует более сложного предоконечного усилителя (рис. 4.9) с активным генератором тока на транзисторе VT2 в качестве нагрузки транзистора VT1, что позволяет максимально использовать по напряжению источник питания, а также получить малые нелинейные искажения.

Напряжение смещения, определяющее ток покоя выходных транзисторов (рис. 4.7–4.9), зависит от падения напряжения на элементах, включенных между точками А и Б. При малом необходимом напряжении смещения (0,7...1,5 В) целесообразно использовать последовательную цепь из одного или нескольких диодов и резисторов с небольшим сопротивлением, а при большем напряжении – цепь с транзистором (например, рис. 4.9,*б*).

Для надежной работы УЗЧ обычно необходима термостабилизация тока покоя выходных транзисторов. Ее обеспечивают использованием в цепях напряжения смещения терморезисторов или установкой диодов и транзисторов цепи термостабилизации на теплоотводе выходных транзисторов.

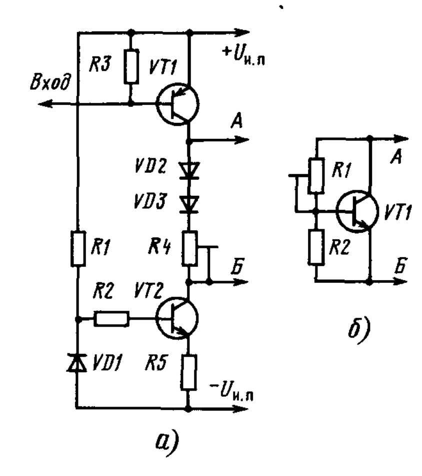


Рис. 4.9

Расчет бестрансформаторного оконечного каскада

При расчете бестрансформаторного оконечного каскада заданными параметрами являются номинальная выходная мощность $P_{ном}$ и полное входное сопротивление нагрузки $Z_н$ (сопротивление головок громкоговорителей, см. табл. 4.8). В результате расчета должны быть определены номинальное напряжение источника питания $U_{и.п}$ каскада и потребляемый от него средний ток $I_{потр}$, типы транзисторов и параметры элементов.

При определении расчетной мощности оконечного каскада $P_{расч}$ следует учесть, что она больше $P_{ном}$ на величину потерь в эмиттерных резисторах и делителе цепи отрицательной ОС:

$$P_{расч} \geqslant 1{,}1P_{ном}.$$

Напряжение источника питания $U_{и.п}$ (одного или суммы двух) определяется по формуле

$$U_{и.п} = 2(\sqrt{2P_{расч}Z_н} + U_{КЭнас}),$$

где $U_{КЭнас} = 0{,}4\ldots0{,}5$ В для германиевых сплав-

ных транзисторов, 0,6...0,7 В для германиевых сплавно-диффузных, до 2 В для германиевых конверсионных и 2...5 В для кремниевых с применением диффузионной или планарной технологии.

Амплитуду тока коллектора транзисторов оконечного каскада I_{Kmax} и среднее значение потребляемого тока $I_{потр}$ находят по формулам

$$I_{Kmax} = \sqrt{2P_{расч}/Z_н}; \quad I_{потр} = I_{Kmax}/\pi.$$

Максимальная мощность рассеяния на коллекторе транзистора одного плеча

$$P_{Kmax} \approx 0{,}5P_{расч}.$$

При выборе типов транзисторов VT3 и VT4 в каскадах по схемам на рис. 4.4–4.6 следует руководствоваться соотношениями

$$U_{КЭдоп} \geqslant 1{,}2U_{и.п}; \quad I_{Кдоп} \geqslant (1{,}2\ldots1{,}3)I_{Kmax};$$
$$P_{Кдоп} \geqslant P_{Kmax}; \quad f_\beta > (2\ldots4)f_в,$$

где f_β – граничная частота усиления транзистора при включении с ОЭ:

$$f_\beta \approx f_\alpha/\beta.$$

Здесь $f_в$ – верхняя граничная частота воспроизводимого диапазона.

Транзисторы VT1 и VT2 в каскадах на рис. 4.4–4.6 должны удовлетворять условиям

$$U_{КЭmax} \geqslant 1{,}2U_{и.п}; \quad I_{Kmax} \geqslant I_{Kmax}/h_{21э};$$
$$P'_{Кдоп} \geqslant P_{Kmax}/h_{21э}; \quad f_\beta > (2\ldots4)f_в,$$

где $h_{21э}$ – статический коэффициент усиления тока транзисторов VT3 и VT4 (см. рис. 4.4–4.6).

Сопротивление резисторов R1 и R2 в каскадах на рис. 4.4, 4.6 некритично и обычно равно 50...200 Ом. При использовании на выходе УЗЧ разделительного конденсатора его минимальная емкость в микрофарадах находится по формуле

$$C \geqslant 2\cdot10^5/(f_н Z_н),$$

где $f_н$ – нижняя граничная частота воспроизводимого диапазона, Гц.

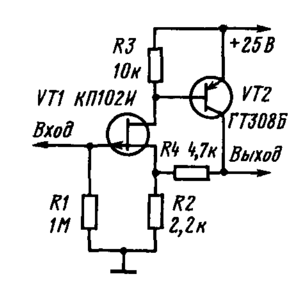


Рис. 4.10

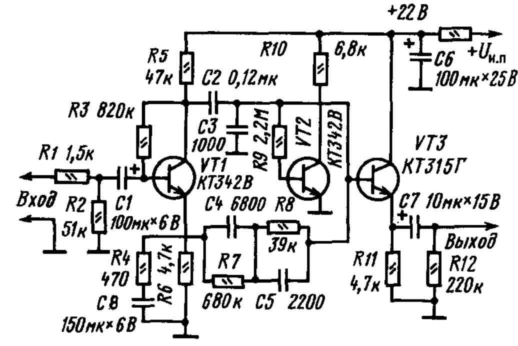


Рис. 4.11

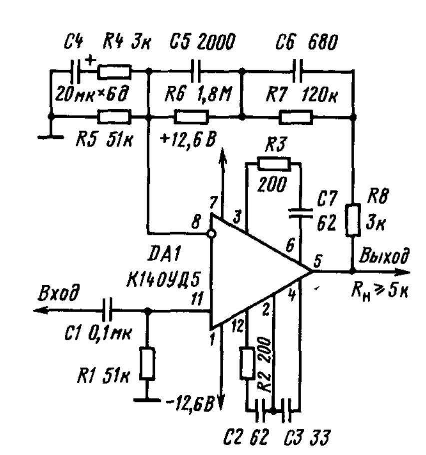


Рис. 4.12

Каскады предварительного усиления

Входные каскады усилителя предназначены для оптимального согласования его входного сопротивления с выходным сопротивлением различных источников звуковых сигналов, а также для компенсации частотных искажений или предыскажений, свойственных источнику сигнала. Кроме того, входные каскады обеспечивают необходимое усиление для приведения среднего уровня источника сигнала к некоторому стандартному уровню.

На рис. 4.10–4.12 изображены схемы предварительных усилителей электрофонов. Входное сопротивление усилителя на рис. 4.10 равно 1 МОм, что необходимо для работы с пьезоэлектрической головкой звукоснимателя; его частотная характеристика линейна в диапазоне 3 Гц...500 кГц, усиление – 10 дБ, отношение сигнал-шум – 78 дБ относительно входного сигнала с уровнем 100 мВ.

Усилители на рис. 4.11 и 4.12 рассчитаны на подключение электромагнитной головки и различаются элементной базой. Их характеристики приблизительно одинаковы; входные сопротивления стандартизованы и равны 47 кОм. Частотные характеристики, формируемые цепями отрицательной ОС, обеспечивают линейную частотную характеристику воспроизведения в диапазоне 20 Гц...20 кГц при коэффициенте усиления на частоте 1 кГц около 40 дБ.

Промежуточные каскады усилителя обычно выполняют на транзисторах, включенных по схеме ОЭ, или на микросхемах с использованием цепей глубокой отрицательной ОС по переменному и постоянному току. Частотные характеристики этих усилителей обычно линейны в ши-

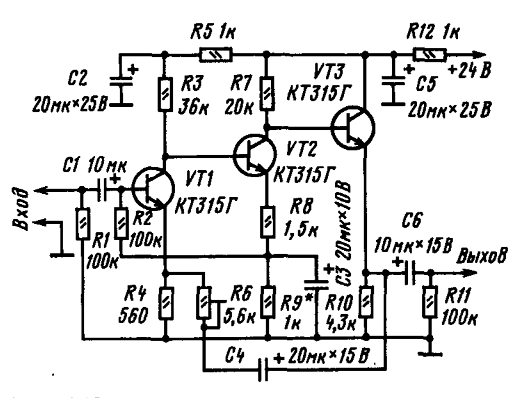


Рис. 4.13

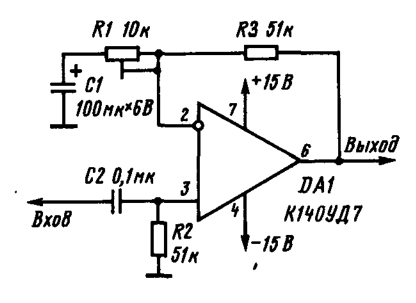
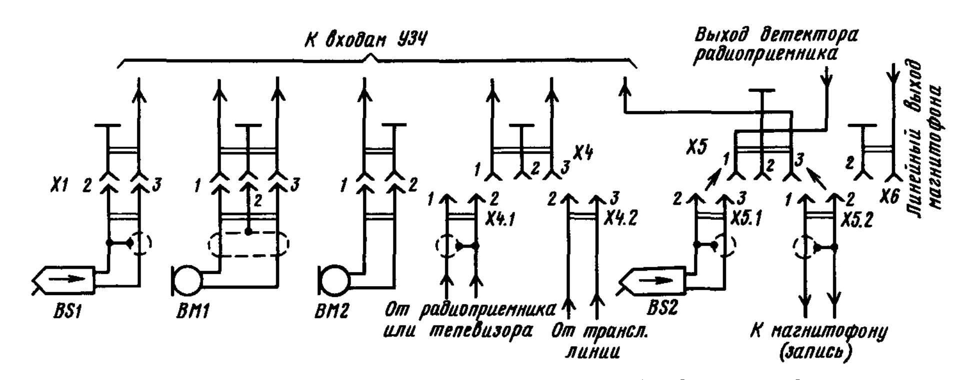


Рис. 4.14



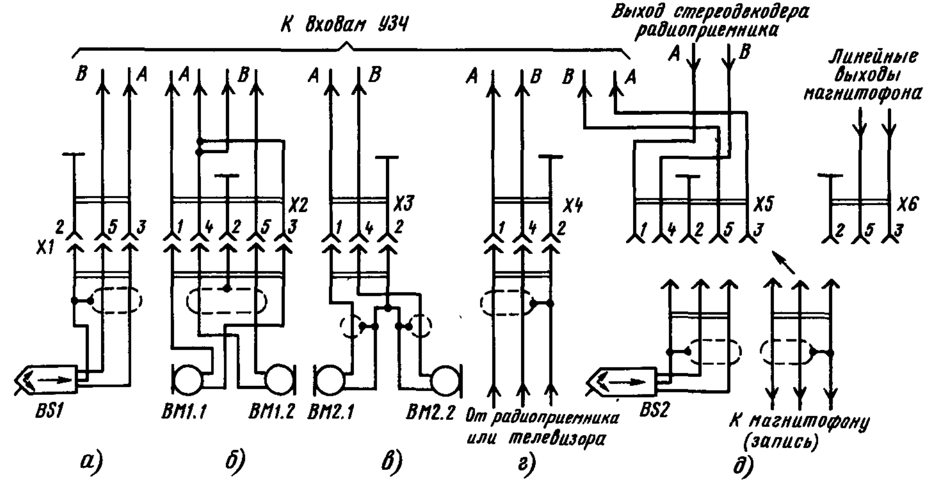


Рис. 4.15

роком диапазоне частот, а коэффициенты усиления могут значительно изменяться. На рис. 4.13 и 4.14 приведены предпочтительные варианты построения промежуточных каскадов усилителя. В предварительном усилителе портативных радио- и телеприемников, в том числе и в автомобильных, целесообразно использовать микросхемы серий К157, К224, К235, К140, К553, К153.

Типовые схемы подключения источников сигналов к входам усилителя радиоприемников, радиол, электрофонов и магнитофонов через стандартные штепсельные разъемы СШЗ–СГЗ и СШ5–СГ5 показаны на рис. 4.15. Верхний ряд относится к монофоническим, а нижний – к стереофоническим звуковоспроизводящим устройствам и магнитофонам. На рис. 4.15, *а* показаны схемы разъемов для подключения звукоснимателей к радиоприемникам и электрофонам, на рис. 4.15, *б*, *в* для подключения к магнитофонам микрофонов с симметричными и несимметрич-

ными выходами и к трансляционной линии. На рис. 4.15, *г* показана схема устанавливаемых на приемниках (радиолах) розеток, через которые подают сигнал от звукоснимателя либо снимают сигнал для записи на магнитофон, а на рис. 4.15, *д* – схема розетки линейного выхода магнитофона.

Регулирование усилеиия

Наиболее распространенный способ регулирования усиления – потенциометрический. Во входную или межкаскадную цепь усилителя вводят регулировочный переменный резистор, включенный потенциометром на рис. 4.16. Регулятор нормально работает при соотношении $R_{вх.сл}/R_p = R_p/R_{ист} = 10...30$, которое может быть выполнено при включении регулятора между двумя эмиттерными повторителями или перед каскадом на полевом транзисторе.

Регулирование может быть плавным (рис. 4.17) и ступенчатым (рис. 4.18). Во втором случае регулятор R_p составляют из ряда последовательно соединенных резисторов, число которых и соотношение их номиналов определяют пределы и законы регулирования.

В простейших предварительных усилителях применяют переменные резисторы, включенные делителем напряжения. Если регулятор включен на входе усилителя, то пропорционально коэффициенту деления уменьшается соотношение сигнал-шум, а если на выходе – уменьшается его перегрузочная способность.

Высокие перегрузочная способность и отношение сигнал-шум в любом положении ручки регулятора могут быть достигнуты двумя способами. Первый – использование двух переменных резисторов, управляемых одной ручкой, один из которых подключен на входе, а другой на выходе. Второй – включение регулятора в цепь отрицательной ОС усилнтеля. Один из возможных вариантов регулятора громкостн с изменением глубнны отрицательной ОС показан на рнс. 4.19. Резистор R5 и верхняя по схеме часть резистора R7 образуют обычный делнтель напряжения, а ннжняя часть R7 совместно с резистором R6 шунтирует резистор R4 в цепи эмиттера транзнстора VT1, задавая глубнну ОС по току в первом каскаде и его коэффнцнент усилення. В крайнем верхнем положенин движка R7 коэффициент передачи делителя R5, R7 равен нулю, а глубина ООС максимальна, поэтому в положении малой громкости перегрузочная способность регулятора по входу максимальна и равна 3 В, а шумы транзистора VT1 делитель снижает в той же мере, что и сигнал. При перемещеннн движка резистора R7 вннз глубина ОС уменьшается, одновременно увеличивается коэффициент передачи делителя R5, R7. Максимальный коэффициент усиления узла равен 50; входное и выходное сопротивления – соответственно 50 и 4 кОм.

В связи с тем, что слух обладает характеристикой чувствительности, близкой к логарифмической, для использовання в простейшнх регуляторах наиболее подходят переменные резисторы группы В с экспоненциальной завнсимостью сопротивления от угла поворота оси. При этом повороту регулятора на однн и тот же угол соответствуют равные прнращения субъективного ощущення громкостн. Поскольку резнсторы группы В нельзя нагружать, не внося искажений в характеристнку регулнрования, за таким регулятором приходится включать повторнтель напряжения с большим входным сопротивлением.

Хорошую аппроксимацию экспоненциальной характеристики можно получить, используя линейный переменный резистор (группы А), включенный по схеме на рис. 4.20, *а* или *б*. В первом случае требуемая характеристика достигается при условии R2 = 8R1 изменением глубины отрицательной ОС, охватывающей ОУ DA1, а во

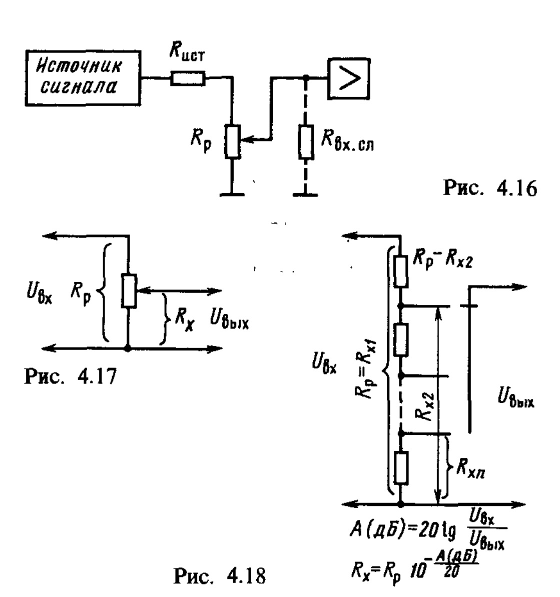


Рис. 4.16

Рис. 4.17

Рис. 4.18

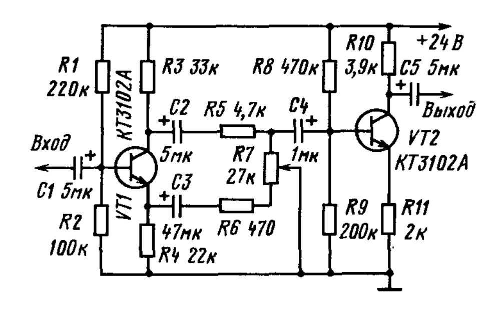


Рис. 4.19

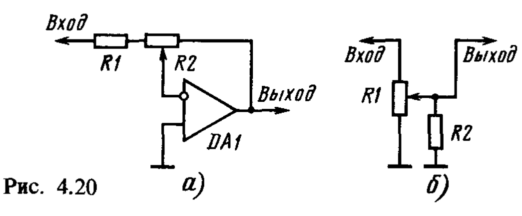


Рис. 4.20 *а*) *б*)

втором – шунтированием нижней части резистора R1 резистором R2 с сопротивлением R2-R1/8.

В связи с тем, что изменению звукового давления соответствуют неравнозначные изменения субъективного ощущения громкости на разных частотах звукового диапазона, причем общее снижение громкости ведет к ослаблению относительного уровня на низких частотах, в высококачественных предварительных усилителях используют тонкомпенсированные регуляторы громкости, которые одновременно с изменением коэффициента передачи изменяют и АЧХ усилителя в соответствии с кривыми частотной компенсации. На рис. 4.21 показаны характеристики частотной компенсации; уровень громкости 90 фон используют звукорежиссеры при тембровой балансировке в процессе записи фонограмм.

В простейшем тонкомпенсированном регуляторе, выполненном на специальном переменном резисторе с отводами (СП3-12в, СП3-12е и др.) по типовой схеме на рис. 4.22, в верхнем положении движка резистора R3 (т. е. положение максимальной громкости) АЧХ линейна. Последовательные цепи R1, C1 и R2, C2 на средних и высших звуковых частотах шунтируют соответственно участки da и ea резистора R3. Поэтому при уменьшении громкости коэффициент деления становится частотно-зависимым – происходит подъем на низших звуковых частотах. Конденсатор C3 создает дополнительно небольшой подъем на высших частотах. На малых уровнях громкости эффективность тонкомпенсации такого регулятора оказывается недостаточной, поскольку при перемещении движка резистора R3 на участке ниже второго отвода (ea) АЧХ остается неизменной, в то время как глубина необходимой тонкомпенсации максимальна именно при малых громкостях.

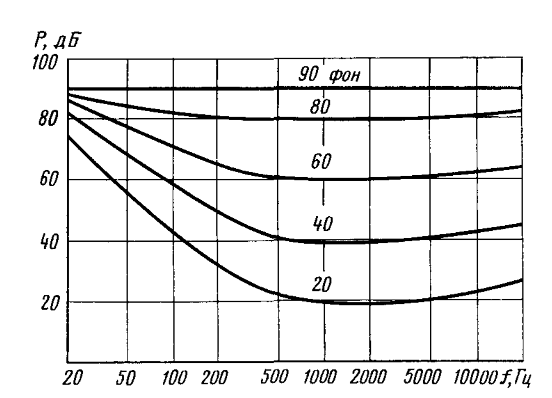


Рис. 4.21

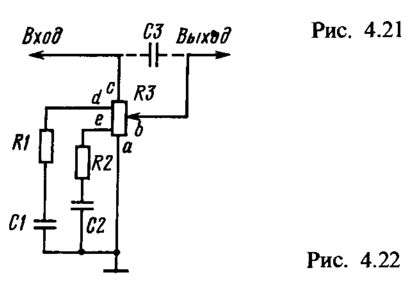
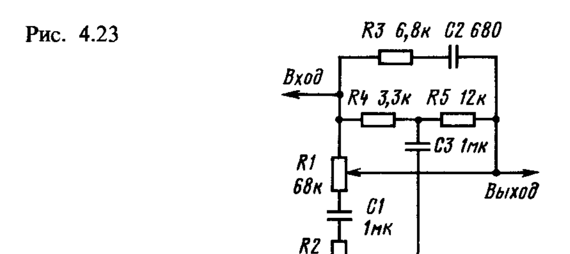


Рис. 4.22

Рис. 4.23



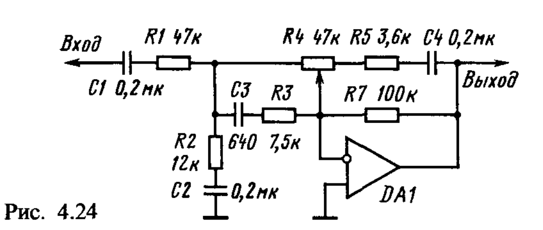


Рис. 4.24

Схема более совершенного регулятора на переменном резисторе группы В без отводов приведена на рис. 4.23. Подъем АЧХ в области низших частот обусловлен действием цепей R2, C1 и R4, R5, C3, а в области высших – цепи R3, C2. Удовлетворительная работа рассмотренных тонкомпенсированных регуляторов громкости возможна лишь в том случае, если они нагружены каскадом с высоким входным сопротивлением, а подключены к выходу каскада с низким выходным сопротивлением.

Наиболее точную тонкомпенсацию в широком диапазоне громкости обеспечивает активный регулятор, выполненный по схеме на рис. 4.24. Принцип частотной компенсации этого регулятора в области низших звуковых частот основан на изменении постоянной времени цепи отрицательной ОС R4, R5, C4, охватывающей ОУ DA1 и определяющей подъем АЧХ с уменьшением частоты ниже точки $f_1 = 1/[2\pi(R4 + R3)C2]$. Дополнительную коррекцию на низших частотах обеспечивает частотно-зависимый делитель C1, R1, C2, R2 с постоянной частотой перехода $f_2 = 1/(2\pi R2C2)$, действие которого максимально в крайнем правом положении движка регулятора, соответствующем минимальной громкости. В крайнем левом положении движка выполняется условие $R1C1 \approx (R4 + R5)C2$ и, кроме того, входы ОУ оказываются подключенными параллельно цепи R2, C2. Ток в резистор R2 не ответвляется. Поэтому коэффициент передачи не зависит от частоты и равен 1. Тонкомпенсацию на высших звуковых частотах выполняет цепь C3, R3, шунтирующая резистор R4 в положении минимальной громкости.

Резистор R7 определяет режим работы ОУ DA1 по постоянному току и на АЧХ в звуковом диапазоне частот не влияет. С указанными на схеме номиналами элементов коэффициент передачи в области средних частот изменяется от −39 до +1 дБ, частоты перехода низкочастотной коррекции составляют $f_1 = 230$ Гц, $f_2 = 65$ Гц, а высокочастотной коррекции $f_3 = 1/(2\pi R4C3) = 5$ кГц. Благодаря этому отличие формируемой

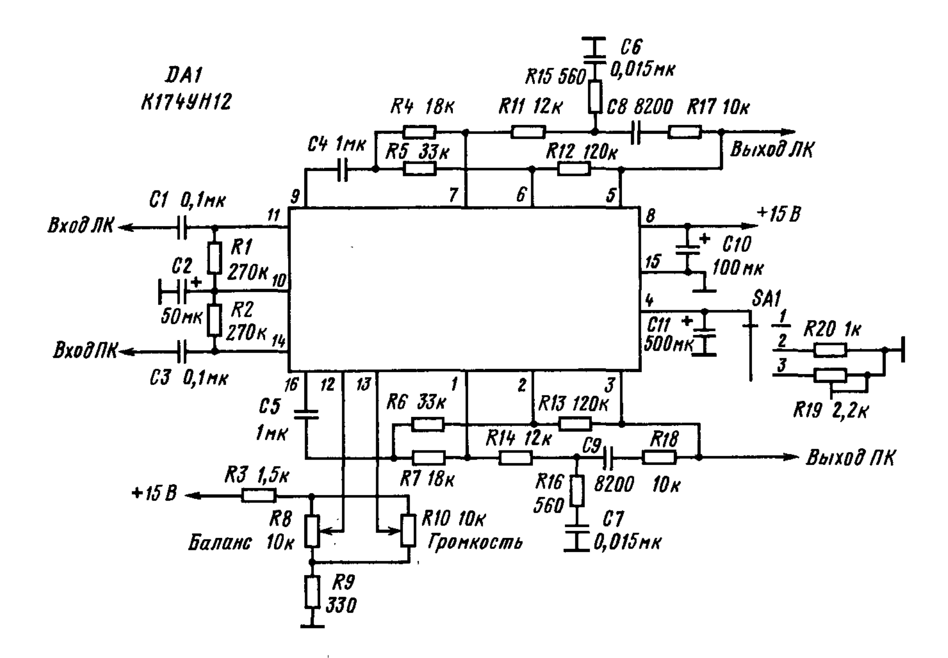


Рис. 4.25

АЧХ от кривых тонкомпенсаций во всем диапазоне регулирования не превышает 3 дБ.

Активный тонкомпенсированный регулятор можно выполнить на специализированной микросхеме К174УН12, представляющей собой сдвоенный электронный регулятор громкости с возможностью выбора оптимальной тонкомпенсации и электронный регулятор стереобаланса. Типовая схема ее включения показана на рис. 4.25. Громкость регулируют одновременно в обоих стереоканалах переменным резистором R10, стереобаланс – R8. Переключатель SA1 позволяет отключить тонкомпенсацию (в положении 1), включить стандартную тонкомпенсацию (положение 2) или регулируемую подстроечным резистором R19 индивидуально для конкретного помещения и используемой АС. При уменьшении сопротивления резистора R19 глубина тонкомпенсации увеличивается.

Типовые зависимости коэффициента передачи регулятора от управляющего напряжения на выводе 13 микросхемы и семейство АЧХ в положении стандартной тонкомпенсации представлены на рис. 4.26, *а* и рис. 4.26, *б* соответственно. Диапазон регулировки уровня громкости равен 75 дБ, а баланса ±6 дБ. Максимальное напряжение на входах равно 1 В при коэффициенте гармоник не более 0,5%, минимальное сопротивление нагрузки 15 кОм.

При использовании пассивных регуляторов громкости согласование уровня и выходного сопротивления различных источников сигналов с входными обеспечивают, как правило, каскады линейного усиления, типовые схемы которых показаны на рис. 4.27, *а* и *б*. Первый усилитель – инвертирующий, транзистор VT1 включен по схеме ОЭ, VT2 – по схеме ОК. С разомкнутой петлей отрицательной ОС коэффициент усиления примерно равен 2000, а коэффициент гармоник $K_г \leqslant 1\%$. С цепью ОС R6, R2, R1 коэффициент усиления снижается до $K_U = R6/R1 = 10$, а коэффициент гармоник не превышает 0,05% при размахе выходного напряжения ±7 В на нагрузке сопротивлением 10 кОм и ±2 В на 600 Ом. Приведенный ко входу уровень собственных шумов в полосе 20 Гц...20 кГц не превышает 7 мкВ. Входное сопротивление усилителя равно сопротивлению резистора R1. Глубокая отрица-

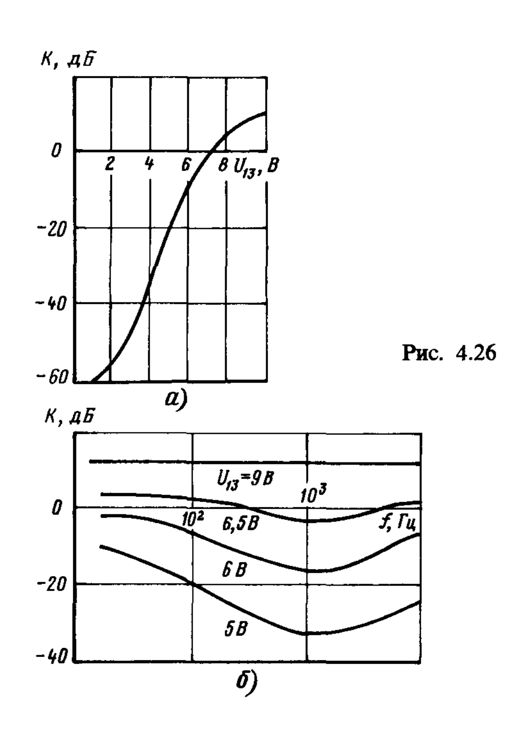


Рис. 4.26

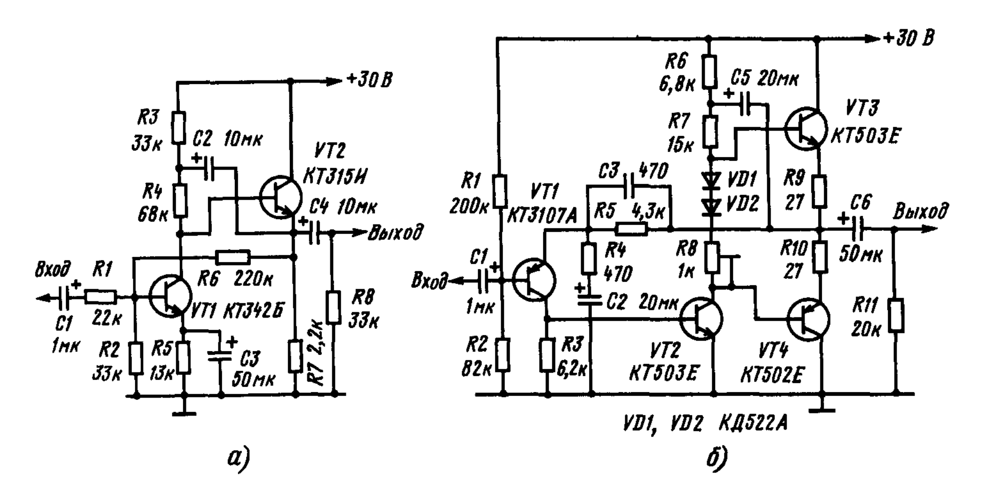


Рис. 4.27

тельная ОС как по переменному (через резисторы R6, R1), так и по постоянному (R6, R2) токам гарантирует постоянство параметров усилителя при изменении температуры, напряжения питания и при замене транзисторов.

Второй линейный усилитель – неинвертирующий. Он обладает повышенной перегрузочной способностью. Усилитель напряжения на транзисторах VT1 и VT2 нагружен двухтактным эмиттерным повторителем на транзисторах VT3, VT4. Петля 100%-ной отрицательной ОС по постоянному току замыкается резистором R5. На переменном токе коэффициент усиления определяется отношением сопротивлений резисторов цепи отрицательной ОС по переменному току $K_U = 1 + R5/R4 = 10$.

Кремниевые диоды VD1, VD2 компенсируют температурный дрейф напряжения база–эмиттер выходных транзисторов VT3, VT4, а подстроечный резистор R8 обеспечивает их работу в режиме AB, исключая появление искажений типа «ступенька». С указанными на схеме номиналами элементов АЧХ усилителя линейна в диапазоне 20 Гц...70 кГц, входное сопротивление равно 40 кОм, а коэффициент гармоник не превышает 0,03% при размахе выходного напряжения ±11 В на нагрузке 600 Ом.

На рис. 4.28 показана типовая схема неинвертирующего линейного УЗЧ на интегральном ОУ с однополярным питанием. Резисторы R1 и R2 задают напряжение на неинвертирующем входе ОУ DA1, равное половине напряжения питания, а R3 и R4 составляют цепь отрицательной ОС, определяющей коэффициент усиления $K_U = 1 + R4/R3 = 11$. Входное сопротивление усилителя равно $R_{вх} = R1R2/(R1 + R2) = 255$ кОм, а по остальным параметрам он близок к усилителю по схеме на рис. 4.27, *а*.

Для регулирования стереобаланса в тракт усиления обоих каналов чаще всего включают дополнительные сдвоенные регуляторы уровня, действующие противофазно, как это показано на рис. 4.29, *а*. Характерный для этого регулятора «провал» на 3 дБ суммарной мощности обоих каналов в среднем положении движков резисторов R1 и R2 по сравнению с крайними практически устранен в регуляторе баланса на одном переменном разисторе (рис. 4.29, *б*). Провал мощности здесь при условии $R1 = R2 = R3/\sqrt{2}$ не превышает 0,13 дБ, что позволяет регулировать баланс по всей ширине стереобазы с практически постоянной громкостью.

Регуляторы тембра предназначены для исправления суммарных искажений АЧХ источников сигнала, соединительных кабелей, акустической системы в конкретной акустической обстановке, а также для спектральной обработки в соответствии с индивидуальными особенностя-

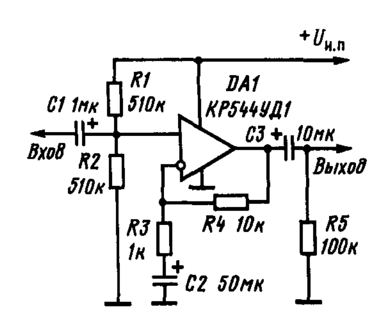


Рис. 4.28

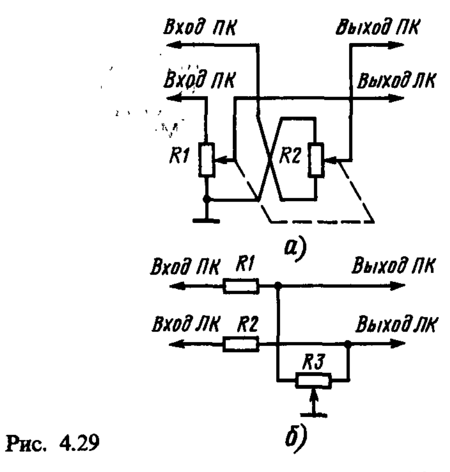


Рис. 4.29

ми слуха и художественным вкусом слушателя. Наибольшее распространение получили регуляторы тембра, позволяющие плавно изменять спектр программы раздельно в области низших и высших звуковых частот. Типовая схема пассивного регулятора тембра показана на рис. 4.30. Цепь регулирования по низшим частотам образуют элементы R1, C1, R2, C2, R3, а по высшим – C3, R5, C4, R4. В области низших частот реактивное сопротивление конденсаторов C1–C4 велико и их можно считать разомкнутыми. При этом коэффициент передачи регулятора можно изменять резистором R2 в пределах от $K_{нч\,max} = (R2 + R3)/(R1 + R2 + R3)$ до $K_{нч\,min} = R3/(R1 + R2 + R3)$ при произвольном положении резистора движка R5. В области высших частот, наоборот, конденсаторы C1–C4 можно считать замкнутыми накоротко, поэтому коэффициент передачи определяется положением движка резистора R5, а положение движка резистора R2 на результат не влияет. Для нормальной работы регулятора необходимо выполнить условия:

$$C3 \ll C1;\quad C4 \ll C2;\quad R4 < R1 < R5;\quad R5 > R3;$$
$$R1/R3 = C2/C1 = C4/C3 = n;\quad R_{вых} < R1/n;$$
$$R_{вх} \gg R5,$$

где n – произвольное число, характеризующее глубину регулирования тембра (обычно выбирают n = 10, что соответствует глубине регулировки ±15...18 дБ); $R_{вых}$ – выходное сопротивление каскада, питающего регулятор; $R_{вх}$ – входное сопротивление последующего каскада. При выполнении этих условий частоты перегиба при подъеме АЧХ определяются выражениями

$$f_{вч\,п} = 1/[2\pi C3(R1 + R4)],\quad f_{нч\,п} = 1/(2\pi C2R3);$$

а при спаде АЧХ – выражениями

$$f_{вч\,с} = 1/2\pi C4[(R4 + R2R3/(R1 + R3)];$$
$$f_{нч\,с} = 1/2\pi C1R1.$$

С указанными на схеме номиналами элементов узел обеспечивает регулирование тембра на частотах 100 Гц и 10 кГц на ±14 дБ. Для обеспечения плавности регулирования и линейности АЧХ в средней зоне необходимо использовать резисторы R2 и R5 группы В. Пассивные регуляторы не увеличивают нелинейные и динамические искажения, однако вносят значительное затухание, равное 1/(1 + n) для среднечастотного сигнала, поэтому их используют совместно с линейными усилителями.

Схема активного регулятора тембра с высоким входным ($R_{вх}$ = 47 кОм), низким выходным сопротивлениями и единичным коэффициентом передачи среднечастотного сигнала показана на рис. 4.31. Цепь регулирования по высшим частотам образуют элементы R3–R5, C3, а по низшим – C2, R6, C4. В крайнем левом по схеме положении движка резистора R4 цепь R3, C3 для частот $f_{вч\,с} \geqslant 1\,(2\pi R2C3)$ обеспечивает спад АЧХ с крутизной 6 дБ/октава из-за шунтирования резистора R2. При этом спад АЧХ на частоте 20 кГц равен 15 дБ.

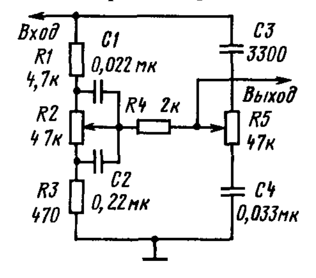


Рис. 4.30

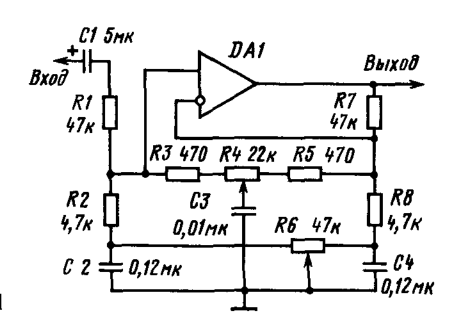


Рис. 4.31

С перемещением движка резистора R4 в крайнее правое положение цепь C3, R5 шунтирует резистор R8 и тем самым уменьшает глубину отрицательной ОС, охватывающей ОУ. В этом случае АЧХ имеет подъем на 15 дБ на частоте 20 кГц. В среднем положении движка АЧХ линейна. Изменение сопротивления резистора R4 незначительно изменяет вид АЧХ на частоте ниже 1 кГц, поскольку при этом реактивное сопротивление конденсатора C3 намного превышает сопротивление резистора R2 и R8.

С понижением частоты сопротивление конденсаторов C2 и C4 становится сравнимым с сопротивлением резисторов R2 и R8. Когда движок резистора R6 установлен в крайнее левое положение, конденсатор C2 замкнут накоротко и коэффициент передачи входного делителя от частоты не зависит, а конденсатор C4 оказывается включенным параллельно с резистором R6, имеющим большое сопротивление. Поэтому для частот $f \leqslant 1/(2\pi C4R8)$ коэффициент деления делителя R7, R8 уменьшается, что, в свою очередь, предопределяет спад АЧХ с крутизной 6 дБ/октава, достигающий 15 дБ на частоте 20 Гц. В правом положении движка также изменяется коэффициент передачи входного делителя, поэтому АЧХ на частоте 20 Гц имеет подъем на 15 дБ. В активном регуляторе тембра резисторы R4 и R6 должны быть из группы А.

Двухканальный электронный регулятор тембра выполнен на специализированной микросхеме К174УН10. На рис. 4.32 изображена типовая схема ее включения. Регулирование происходит одновременно в обоих каналах изменением постоянного напряжения на выводах 12 («Тембр ВЧ») и 4 («Тембр НЧ»), причем АЧХ линейна при управляющем напряжении 6 В (спад АЧХ – при меньшем, а подъем – при большем напряжении). Входное сопротивление узла не менее 15 кОм, глубина регулирования не менее ±16 дБ на частотах 20 Гц и 20 кГц, коэффициент гармоник на нагрузке 5 кОм при выходном напряжении 1 В не превышает 0,2%.

В простейших двухполосных регуляторах наибольшей глубины коррекция достигает на краях

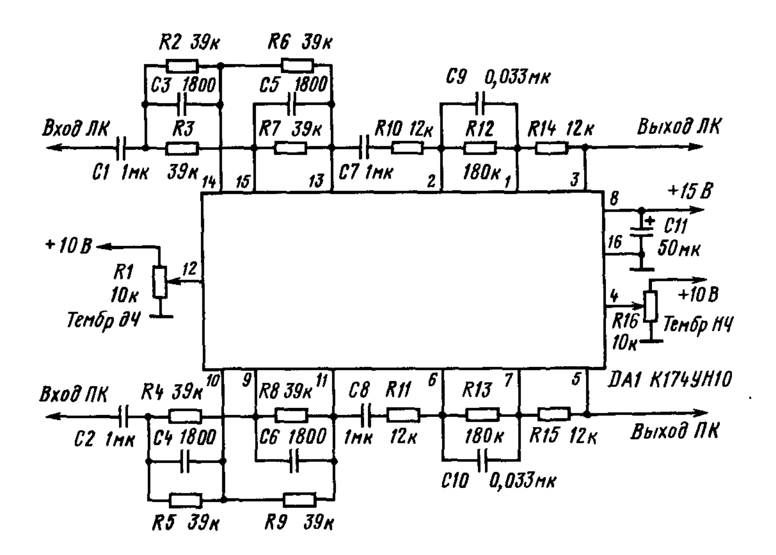


Рис. 4.32

диапазона. Если, например, требуется подъем АЧХ на 5 дБ на частоте 4 кГц, то он вполне осуществим, но будет сопровождаться значительно большим и не всегда желательным подъемом АЧХ на более высоких частотах – около 15 дБ на частоте 15 кГц.

В активном регуляторе на рис. 4.33 предусмотрена возможность более гибкого управления. Здесь можно регулировать не только глубину подъема или спада АЧХ на низших и высших частотах, но и частоту перехода. Достигнуто это введением независимых регуляторов частоты среза ФНЧ на ОУ DA2 резистором R3 в пределах от $1/[2\pi(R3 + R4)C2] = 20$ Гц до $1/(2\pi R4C2) = 500$ Гц и ФВЧ на ОУ DA3 резистором R6 от $1/[2\pi(R5 + R6)C3] = 5$ кГц до $1/(2\pi R5C3) = 20$ кГц. Действие этих фильтров в полосе пропускания в зависимости от положения регуляторов R8 и R11 эквивалентно подключению параллельно резисторам цепей отрицательной ОС ОУ DA1 (R2) или ОУ DA4 (R9) резисторов R7 и R10.

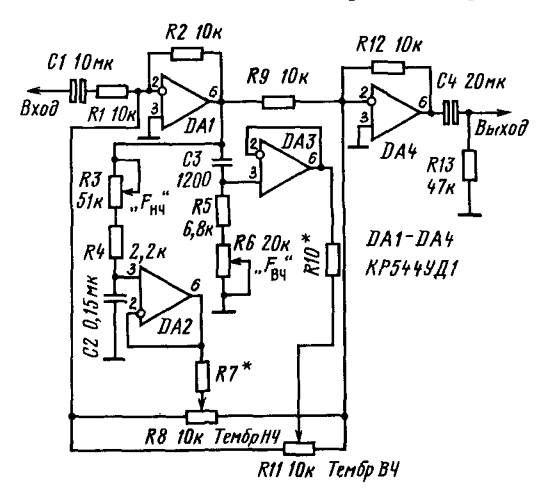


Рис. 4.33

Если, например, движок резистора R8 находится в крайнем левом положении, то коэффициент передачи каскада на ОУ DA1 и всего узла в полосе прозрачности ФНЧ на ОУ DA2 равен $K_{нч\,min} = R7R2/[(R7 + R2)R1]$, а в полосе задерживания ФНЧ $K_{ср} = R2/R1 = 1$. В крайнем правом положении движка резистора R8 в полосе прозрачности ФНЧ коэффициент передачи каскада на ОУ DA4 (и всего узла) максимален: $K_{нч\,max} = R12(R10 + R9)/(R10R9)$, а в полосе задерживания $K_{ср} = R12/R9 = 1$. В среднем положении АЧХ линейна. Аналогично работает и регулятор тембра по высшим частотам.

С указанными на схеме номиналами элементов пределы регулирования тембра соответствуют ±10 дБ. Благодаря тому, что резисторы регуляторов тембра включены между точками «виртуального заземления» ОУ DA1 и DA4, их взаимовлияние полностью исключено без дополнительных мер. Весь узел в целом неинвертирующий, имеет входное сопротивление 10 кОм и единичный коэффициент передачи на средних частотах, что обеспечивает хорошее согласование с другими каскадами предварительного усилителя. Все переменные резисторы регулятора группы А.

Рассмотренные регуляторы являются корректорами интегрального типа, так как работают в двух относительно широкополосных частотных областях. Между тем в комплексах звуковоспроизведения довольно часто встречаются звенья, для которых характерна сравнительно высокая добротность, например, пьезоэлектрическая головка звукоснимателя, головка магнитной записи, акустическая система в реверберирующем помещении малого объема и др. Для коррекции узкополосных искажений более эффективны эквалайзеры – многополосные регуляторы тембра, позволяющие воздействовать на АЧХ как в узкой полосе частот, так и интегрально. Эквалайзе-

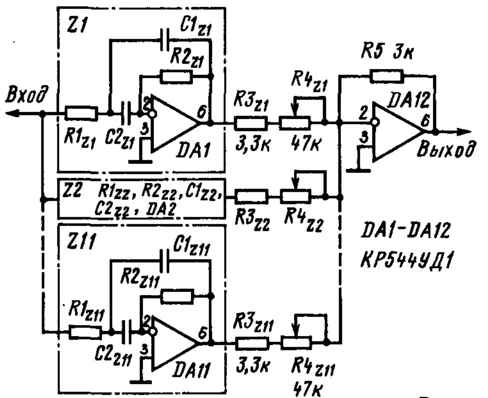


Рис. 4.34

Таблица 4.4. **Емкости конденсаторов и резонансные частоты полосовых фильтров (рис. 4.34)**

Фильтр	Резонансная частота, Гц	C1 = C2
1	30	0,18 мкФ
2	56	0,1 мкФ
3	104	0,047 мкФ
4	194	0,027 мкФ
5	360	0,015 мкФ
6	671	7500 пФ
7	1249	3900 пФ
8	2325	2200 пФ
9	4328	1200 пФ
10	8057	560 пФ
11	15000	330 пФ

ры представляют собой набор узкополосных фильтров со смежными разонансными частотами. Каждым фильтром удобно управлять переменным резистором с линейным перемещением движка, тогда ручки всей линейки резисторов наглядно покажут вид установленной АЧХ. Такие эквалайзеры называют графическими.

Схема одиннадцатиполосного графического эквалайзера показана на рис. 4.34. Каждый из полосовых фильтров Z1–Z11 выполнен по одинаковой схеме операционного звена второго порядка с многопетлевой частотно-зависимой отрицательной ОС и отличается только емкостью конденсаторов C1 и C2, значения которой для всех фильтров приведены в табл. 4.4. Свойства таких фильтров характеризуют частотой резонанса $f_p = 1/(2\pi R1R2C1C2)$, добротностью $Q = \sqrt{\frac{R2}{R1}\frac{\sqrt{C1C2}}{C1 + C2}}$ и коэффициентом передачи на частоте резонанса $K_p = -\frac{R2C2}{R1(C1 + C2)}$.

Выходы всех фильтров подключены к масштабным резисторам R3, R4 сумматора, выполненного на ОУ DA12. Для подъема АЧХ, например, в полосе прозрачности фильтра Z1 движок резистора $R4_{z1}$ необходимо переместить в крайнее левое по схеме положение. При этом коэффициент передачи сумматора для сигнала с выхода этого фильтра равен $K_{z1max} = R5/R3 = 0{,}9$. В другом крайнем положении резистора коэффициент передачи будет равен $K_{z1min} = R5/(R4_{z1} + R3_{z1}) = 0{,}06$. Таким образом, глубина регулирования тембра определяется отношением сопротивлений резисторов (R4 + R3)/R3 и с указанными на схеме номиналами равна 24 дБ (±12 дБ). Для достижения равномерного регулирования тембра резисторы R4 должны быть из группы В.

Наиболее универсальными возможностями для коррекции как широкополосных, так и узкополосных искажений АЧХ обладают параметрические эквалайзеры, число частотных полос которых относительно невелико, однако имеется возможность регулировки не только подъема

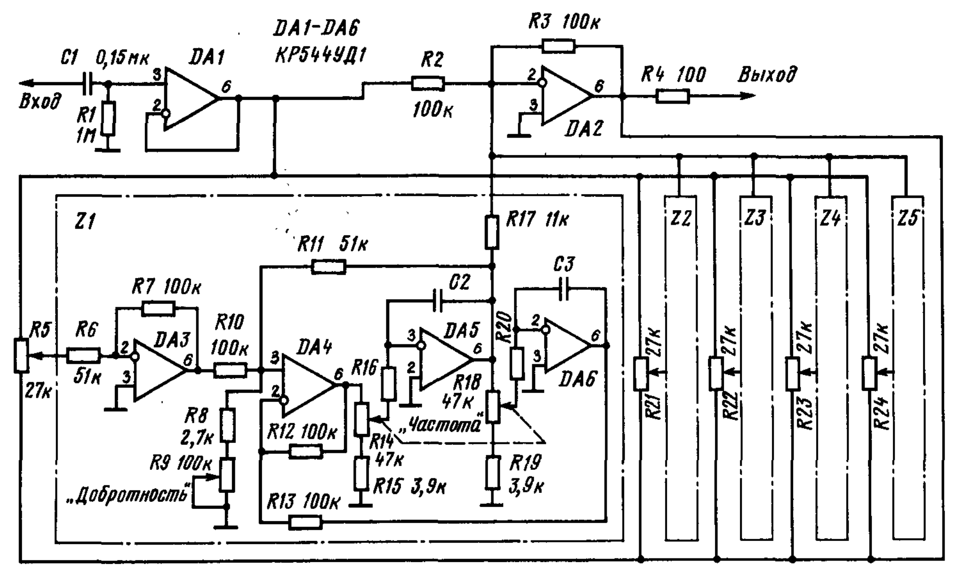


Рис. 4.35

или спада АЧХ, но и резонансной частоты и ширины полосы пропускания каждого фильтра.

На рис. 4.35 представлена схема пятиполосного параметрического эквалайзера. Он состоит из входного повторителя на ОУ DA1, сумматора-инвертора на ОУ DA2 и пяти одинаковых по схеме полосовых фильтров, отличающихся только емкостью конденсаторов C2, C3 и сопротивлением резисторов R16, R20 (табл. 4.5). Каждый фильтр состоит из развязывающего инвертора на ОУ (DA3) и операционного звена второго порядка, состоящего из двух интеграторов и сумматора. Такое операционное звено (DA4–DA6), известное под названием «биквад», обладает абсолютной устойчивостью, высокой стабильностью АЧХ и позволяет независимо перестраивать добротность, резонансную частоту и коэффициент передачи на этой частоте. При условии R12 = R13 и R16 C2 = R20 C3 добротность звена

Таблица 4.5. **Значения элементов пятиполосного параметрического эквалайзера (рис. 4.35)**

Фильтр	R16-R20, кОм	C2-C3, пФ	Пределы перестройки, Гц	Средняя частота, Гц
Z1	30	22000	16...245	90
Z2	22	10000	46...750	250
Z3	15	4700	160...2200	700
Z4	16	1500	400...6800	2000
Z5	12	680	1000...19000	4600

$$Q = \frac{1}{2}\left[1 + \frac{R11(R10 + R8 + R9)}{R10(R8 + R9)}\right],$$

частота резонанса (в верхнем по схеме положении движков резисторов R14 и R18)

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{R16\,C2\,R20\,C3}},$$

а коэффициент передачи на частоте $K_p = -R11/R10$.

Особенностью «биквада» является независимость резонансного коэффициента передачи от добротности, частоты настройки и несогласованности сопротивления сдвоенных резисторов R14 и R18, используемых для регулировки резонансной частоты.

Параллельное включение фильтров с последующим суммированием, применяемое в графических эквалайзерах, не позволяет получить линейную АЧХ параметрического эквалайзера в среднем положении регуляторов из-за несогласованности резонансной частоты и добротности фильтров. Можно включать фильтры в цепь дополнительной ветви отрицательной ОС инвертирующего усилителя на ОУ DA2, образованной для фильтра Z1 резистором R5. В полосе задерживания этого фильтра коэффициент передачи эквалайзера равен $K_U = R3/R2$ и не зависит от положения движка резистора R5. В полосе пропускания фильтра Z1 резистор R5, сам фильтр и резистор R17 образуют контур отрицательной ОС, действие которой в зависимости от положения движка резистора R5 эквивалентно подключению резистора с сопротивлением R17 $K_{z1}(f)$ параллельно резистору R2 или R3. При этом глубина регулировки тембра составляет от $\frac{R2 + R17K_{z1}(f)}{R17K_{z1}(f)}$ до $\frac{R17K_{z1}(f)}{R17K_{z1}(f) + R3}$. При указанных на схеме номиналах на резонансной частоте $K_{z1}(f_p) = 1$ глубина регулирования тембра равна $\pm 20\lg\frac{R3}{R17} = \pm 20$ дБ.

В среднем положении движка резистора R5 фильтр Z1 и резистор R17 оказываются включенными в диагональ сбалансированного моста, поэтому АЧХ эквалайзера линейна как в полосе прозрачности, так и в полосе задерживания фильтра. Такие же свойства сохраняются и для произвольного числа дополнительных ветвей отрицательной ОС с фильтрами, имеющими любые добротность и резонансную частоту.

Входное сопротивление эквалайзера 1 МОм, выходное 100 Ом. Добротность каждого фильтра можно регулировать в пределах от 0,9 до 9. Параметрический эквалайзер с максимальной добротностью обладает почти в 10 раз большей избирательностью, чем графический октавный, поэтому при подавлении нежелательных узкополосных интерференционных свистов или фона с частотой сети он искажает звуковую программу в значительно меньшей степени, чем любые другие регуляторы тембра.

Фильтры верхних и нижних частот (ФВЧ и ФНЧ) применяют для подавления инфра- и ультразвуковых помех, сопровождающих полезный сигнал. Помехи, вызванные вибрацией привода ЭПУ, короблением грампластинок и фликер-шумами чувствительных усилителей, расположены в инфразвуковой и нижней части звуковой области частот, а сигнал поднесущей ЧМ стереовещания и тока подмагничивания магнитофонов – в ультразвуковой. Прохождение таких сигналов на входы УМ и АС ухудшает качество звуковоспроизведения вследствие действия сопутствующих им интермодуляционных искажений.

В высококачественных предварительных усилителях используют, как правило, ФНЧ и ФВЧ второго порядка, обеспечивающие крутизну спада АЧХ в полосе задерживания 12 дБ/октава. Фильтры более высоких порядков сложны и имеют худшую переходную характеристику, а первого порядка – меньшую эффективность.

Наибольшее распространение находят фильтры, построенные на повторителях напряжения. Схема типового звена ФВЧ показана на рис. 4.36. Его частота среза по уровню –3 дБ равна $f_{среза} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}}$, а коэффициент передачи в полосе пропускания ($f > f_{среза}$) равен 1. Для достижения максимально ровной (плоской) АЧХ

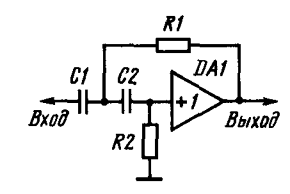


Рис. 4.36

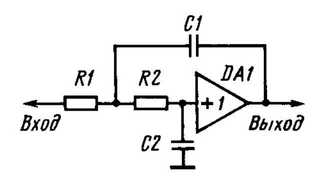


Рис. 4.37

в полосе пропускания целесообразно выбрать $C1 = C2 = C$, тогда

$$R1 = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi C f_{среза}}, \quad а\ R2 = 2R1.$$

Схема типового звена ФНЧ изображена на рис. 4.37. Его частота среза, как и в звене ФВЧ, равна

$$f_{среза} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}},$$

а коэффициент передачи в полосе пропускания ($f < f_{среза}$) равен 1. При условии $R1 = R2 = R$ максимально ровную АЧХ в полосе пропускания определяют конденсаторы

$$C2 = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi R f_{среза}}, \quad C1 = 2C2.$$

В качестве единичных повторителей напряжения в обоих фильтрах можно использовать эмиттерные повторители или интегральные ОУ, инвертирующий вход которых соединен с выходом. Для обеспечения нормального режима по постоянному току (при гальванической связи с предыдущим каскадом предварительного усилителя) необходимо выполнение условия $R2 < (0{,}1\ldots0{,}2)/I_{вх}$ для ФВЧ по схеме на рис. 4.36 и $R1 + R2 < (0{,}1\ldots0{,}2)/I_{вх}$ для ФНЧ, где под $I_{вх}$ подразумевают постоянный входной ток повторителей (т. е. ток неинвертирующего входа ОУ или ток базы транзистора). Выходное сопротивление предыдущего каскада предварительного усилителя не должно превышать значения $R1/(5\ldots10)$, емкости конденсаторов C1 и C2 должны быть намного больше входной емкости повторителя.

Исключение из рассмотренных устройств резисторов R1 и конденсаторов C1 преобразует их в ФВЧ и ФНЧ первого порядка с крутизной спада АЧХ 6 дБ/октава и частотой среза $f_{среза} = 1/(2\pi R2C2)$.

Частота среза ФВЧ, применяемых в ПУ, зависит от порядка фильтра и спектра помехи и в большинстве случаев находится в пределах 20...100 Гц. Частота среза ФНЧ лежит в пределах 10...20 кГц, а при прослушивании старых грампластинок или АМ радиостанций не превышает 5...8 кГц.

На рис. 4.38 показана практическая схема комбинированного фильтра. Он состоит из двух последовательно соединенных звеньев второго порядка. Фильтр верхних частот образуют элементы C1, R1, C2, R2, R3, а ФНЧ – R4, C3, R5, C4. Резисторы R2 и R3 на постоянном токе задают напряжение смещения транзистора VT1, а по переменному току включены параллельно. Частота среза ФВЧ равна 70 Гц, а ФНЧ – 8 кГц. Переключателями SA1 и SA2 можно независимо отключать ФВЧ или ФНЧ. Включенный ФНЧ подавляет паразитное напряжение поднесущей ЧМ стереовещания ($f_п = 31{,}25$ кГц) более чем на 20 дБ.

Для борьбы с инфразвуковыми помехами, возникающими при проигрывании сильно покоробленных грампластинок, частоту среза ФВЧ второго порядка приходится повышать до 100 Гц и более, что заметно ослабляет звуковую программу на низших частотах. На рис. 4.39 показана схема ФВЧ четвертого порядка, имеющего частоту среза 30 Гц и не искажающего спектр полезного сигнала. Крутизна спада АЧХ этого фильтра в полосе задерживания равна 24 дБ/октава, а подавление помех коробления, максимум частотного спектра которых находится в пределах 2...7 Гц, достигает 25...30 дБ.

Высокой эффективностью подавления помех коробления стереофонической грамзаписи обладают суммирующие ФВЧ. Принцип их действия основан на суммировании сигналов обоих стереоканалов на низших частотах. Поскольку покоробленные грампластинки и привод ЭПУ создают вибрации преимущественно в вертикальной плоскости, им соответствуют противофазные сигналы на канальных выходах ЭПУ. С другой стороны, реальные звуковые сигналы содержат преимущественно синфазные компоненты низших частот. Таким образом, суммирование сигналов левого и правого каналов (т. е. их преобразование в монофонический сигнал) приведет к компенсации помех коробления и в то же время практически не исказит спектр звукового сигнала. Стереоэффект при этом не ухудшится, поскольку его формируют преимущественно компоненты средних и высших частот.

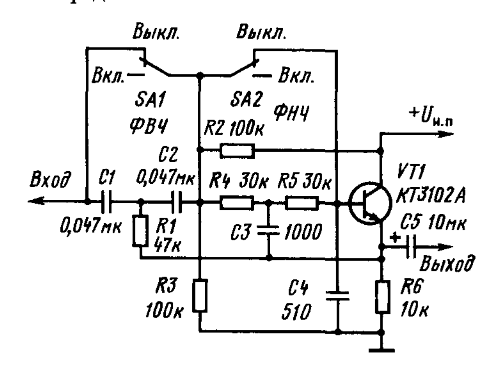


Рис. 4.38

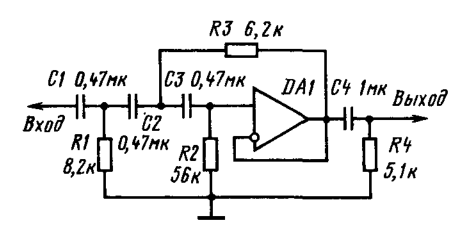


Рис. 4.39

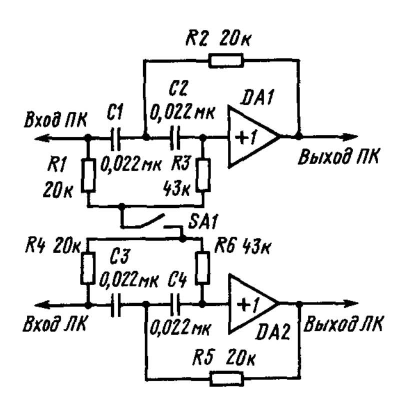


Рис. 4.40

Схема суммирующего ФВЧ второго порядка показана на рис. 4.40. При разомкнутых контактах выключателя SA1 АЧХ устройства линейна для любого сочетания сигналов на входах, поскольку конденсаторы C1, C2 и C3, C4 шунтированы резисторами R2, R3 и R4, R6. При замыкании контактов АЧХ становится зависимой от соотношения фаз сигналов в левом и правом каналах. При их противофазности напряжение общей точки резисторов R1, R3, R4 и R6 в силу симметрии цепи равно нулю, т. е. устройство эквивалентно двум ФВЧ с частотой среза 250 Гц и крутизной спада АЧХ в полосе задерживания 12 дБ/октава. Подавление противофазных составляющих на частотах 60 и 20 Гц достигает соответственно 20 и 40 дБ. Для синфазных сигналов напряжение общей точки резисторов R1, R3 равно напряжению общей точки резисторов R4, R6 и не зависит от положения контактов выключателя SA1, поэтому АЧХ устройства линейна.

Усилители-корректоры предназначены для усиления и частотной коррекции сигналов магнитных головок звукоснимателей ЭПУ. Чувствительность магнитных головок составляет от 0,7 до 2 мВ/(см/с), что при максимальном уровне модуляции канавки грампластинки на частоте 1000 Гц, равном 7,1 см/с, соответствует напряжению от 5 до 14 мВ. В связи с этим усилитель-корректор является звеном, определяющим относительный уровень шумов всего усилительного тракта. Необходимость частотной коррекции объясняется введением при записи предыскажений, позволяющих повысить динамический диапазон грамзаписи, который ограничен допустимой амплитудой смещения канавки (50 мкм) и шероховатостью ее поверхности. Для того чтобы суммарная АЧХ механической записи-воспроизведения была линейна, АЧХ усилителя-корректора при воспроизведении идеальной магнитной головкой (без собственных частотных искажений) должна быть обратна АЧХ предкоррекции. Стандартные значения нормированной АЧХ усилителя-корректора приведены в табл. 4.6 и могут быть выражены в децибелах как

$$K(f) = 10\lg\left[1 + \frac{1}{(2\pi f\tau_2)^2}\right] - 10\lg\left[1 + (2\pi f\tau_1)^2\right] - 10\lg\left[1 + \frac{1}{(2\pi f\tau_3)^2}\right],$$

где $\tau_1 = 75$ мкс, $\tau_2 = 318$ мкс, $\tau_3 = 3180$ мкс – постоянные времени цепей RC, соответствующие частотам перегиба АЧХ $f_1 = 1/(2\pi\tau_1) = 2120$ Гц, $f_2 = 1/(2\pi\tau_2) = 500$ Гц, $f_3 = 1/(2\pi\tau_3) = 50$ Гц.

Таблица 4.6. **Стандартные значения нормированной АЧХ усилителя-корректора**

f, Гц	K, дБ	f, Гц	K, дБ
20 000	–19,61	800	0,76
18 000	–18,71	630	1,64
16 000	–17,7	400	3,79
14 000	–16,56	315	5,19
12 000	–15,6	200	8,23
10 000	–13,73	100	13,1
8 000	–11,88	80	14,51
6 000	–9,97	63	15,86
5 000	–8,2	50	16,95
4 000	–6,6	40	17,8
3 000	–5,04	31	18,53
2 000	–2,58	20	19,28
1 000	0		

В большинстве усилителей АЧХ коррекции формирует частотно-зависимая отрицательная последовательная ОС, снижающая коэффициент гармоник и выходное сопротивление усилителя-корректора и повышающая его входное сопротивление. При этом возможно наиболее рационально использовать усилительные и шумовые свойства транзисторов. Схема усилителя-корректора с последовательной отрицательной ОС по напряжению показана на рис. 4.41. Положив коэффициент усиления на частоте 1 кГц равным K_0, расчет цепи ОС можно выполнить по формулам

$$R2 = (K_0 - 1)R1/1{,}1; \quad C2 = \tau_1/R2; \quad C3 = \tau_2/R2, \quad R3 = \tau_3/C3.$$

При выборе резистора R1 необходимо учитывать, что увеличение его сопротивления ухудшает шумовые параметры усилителя, а уменьшение требует увеличения емкости блокирующего конденсатора C1 (для исключения потерь на частоте $f_н$ его емкость должна удовлетворять неравенству $C1 > 1/(\pi f_н R1)$ и емкостей конденсаторов C2, C3, нагружающих выход усилителя и ограничивающих максимальное выходное напряжение на высших частотах. Приемлемые значения R1 лежат в пределах 100 Ом ... 1 кОм.

Рассчитанная таким образом отрицательная ОС обеспечивает стандартную АЧХ коррекции, если во всем звуковом диапазоне частот ее глубина $\beta_{oc}K_U \gg 1$ (где K_U – коэффициент усиления усилителя с разомкнутой цепью ОС, β_{oc} – коэффи-

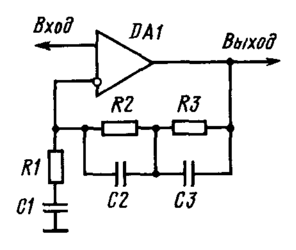


Рис. 4.41

циент передачи цепи ОС), поскольку при этом коэффициент усиления усилителя-корректора и коэффициент передачи цепи ОС обратны: $K_U = 1/\beta_{oc}$. Если же глубина ОС невелика, то коэффициент передачи усилителя определяется по формуле $K_{Uoc} = K_U/(1 + \beta_{oc}K_U)$ и АЧХ может значительно отличаться от требуемой. Например, при $\beta_{oc}K_U = 5{,}5$ дБ реальный коэффициент усиления почти на 4 дБ меньше, чем при $\beta_{oc}K_U = \infty$. Чтобы это отличие не превышало 1 дБ, произведение $\beta_{oc}K_U$ не должно быть меньше 20 дБ.

Для достижения линейности АЧХ канала механического воспроизведения точного соответствия АЧХ усилителя значением табл. 4.6 недостаточно, так как общая АЧХ может быть искажена механическими и электрическими резонансами системы грампластинка – головка – тонарм – усилитель. Механический резонанс подвижной системы головки с материалом грампластинки приводит к увеличению амплитуды колебания конца иглы звукоснимателя по сравнению с амплитудой смещения канавки. Частота этого резонанса

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{m_1 C1}},$$

где m_1 – эффективная масса подвижной системы; C1 – гибкость материала грампластинки. Для винилитовых грампластинок $C1 = 5\cdot10^{-5}$ м/Н и головок среднего качества с $m_1 = 1$ мг $f_p = 22{,}5$ кГц. Механическое демпфирование этого резонанса определяется материалом и конструкцией гибкой подвески иглодержателя и для современных головок позволяет ограничить резонансный пик до 4...10 дБ.

Модуль коэффициента передачи входной цепи головка звукоснимателя-усилителя (рис. 4.42) определяется выражением

$$K_{вх}(f) = \frac{1}{\sqrt{[1 - (2\pi f)^2 L_г C_{вх}]^2 + \left(\frac{2\pi f L_г}{R_{вх}}\right)^2}}.$$

Графики этой функции для $R_{вх} = 47$ кОм и $L_г = 0{,}7$ Гн и различных $C_{вх}$ изображены на рис. 4.42, *б*. Емкость $C_{вх}$ складывается из емкости соединительного кабеля от ЭПУ к усилителю (типовая емкость погонного метра кабеля – 150...200 пФ) и емкости конденсатора, включенного параллельно входу усилителя-корректора. Подбором емкости этого конденсатора можно в значительной степени скомпенсировать резонансный пик, обусловленный механическим резонансом. Оптимальное значение $C_{вх}$, обеспечивающее наиболее равномерную АЧХ канала воспроизведения при стандартном $R_{вх} = 47$ кОм, указывают в паспорте головки.

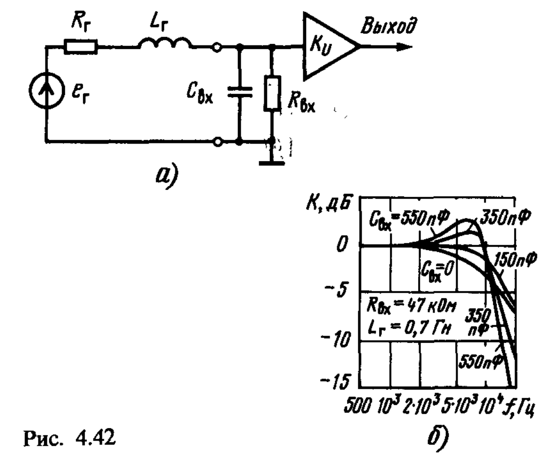


Рис. 4.42

С рассмотренной коррекцией АЧХ системы головка – усилитель-корректор на частотах выше $f_{р.в}$ спадает с крутизной 24 дБ/октава, поэтому верхняя граница частотного диапазона практически определяется частотой механического резонанса (в конечном счете массой подвижной системы). Некоторое смещение этой границы в сторону высоких частот может быть достигнуто включением в цепь отрицательной ОС (рис. 4.41) последовательно с конденсатором C2 дополнительного резистора, который ограничивает ее глубину на высших звуковых частотах. Сопротивление R этого резистора можно определить исходя из условия $R = 1/(2\pi f' C2)$, где f' – частота, на которой спад АЧХ системы головка – усилитель равен 3 дБ. Дополнительное преимущество применения корректирующего резистора – увеличение скорости нарастания выходного напряжения, что увеличивает перегрузочную способность на высших звуковых частотах.

Масса головки звукоснимателя с тонармом образует с ее подвижной системой механический колебательный контур с частотой разонанса $f_{р.н} = \frac{1}{2\pi\sqrt{m_2 C2}}$, где m_2 – эффективная масса тонарма и головки, C2 – гибкость подвижной системы головки. Для типовых $m_2 = 10$ г и $C2 = 20\cdot10^{-3}$ н/М частота $f_{р.н} = 11{,}3$ Гц приходится на область инфразвуковых частот. Действие этого резонанса проявляется в паразитной частотной модуляции и интермодуляционных искажениях звукового сигнала, возникающих из-за коробления грампластинки и большого усиления усилителя-корректора на частотах 1...10 Гц. Для снижения этих искажений рекомендуется уменьшать коэффициент усиления усилителя на частотах ниже 20 Гц, что соответствует постоянной времени $\tau_4 = 7950$ мкс. Амплитудно-частотная характеристика, задаваемая четырьмя постоянными времени $\tau_1 = 75$ мкс, $\tau_2 = 318$ мкс, $\tau_3 = 3180$ мкс и $\tau_4 = 7950$ мкс (получившая название RIAA–78), практически не искажает спектра фонограммы, а инфразвуковую помеху коробления подавляет в среднем на 15 дБ. Нормированные значения этой АЧХ и ее отличие (ΔK) от АЧХ с тремя частотами перехода показаны в табл. 4.7.

Коррекцию с постоянной времени τ_4 можно реализовать установкой на входе усилителя-корректора разделительного конденсатора емкостью $C_p = \tau_4/R_{вх} = 0{,}17$ мкФ или подборкой конденсатора C1 цепи отрицательной ОС (рис. 4.41) исходя из условия $C1 = \tau_4/R1$. Первый вариант позволяет наиболее просто модернизировать существующие усилители-корректоры, а второй

Таблица 4.7. **Нормированные значения АЧХ усилителя-корректора**

f, Гц	К, дБ	ΔК, дБ	f, Гц	К, дБ	ΔК, дБ
20000	−19,61		400	3,78	−0,01
18000	−18,71		315	5,17	−0,018
16000	−17,7		200	8,19	−0,04
14000	−16,56		100	12,92	−0,18
12500	−15,6		80	14,25	−0,26
10000	−13,73		63	15,44	−0,42
8000	−11,88		50	16,3	−0,65
6300	−9,97		40	16,83	−0,97
5000	−8,2		31	17,02	−1,51
4000	−6,6		20	16,27	−3,01
3150	−5,04		10	12,75	−7
2000	−2,58		8	11,2	−8,61
1000	0		4	5,74	−14,15
800	0,76		2	−0,14	−20,05
630	1,64		1	−6,09	−26

предпочтителен при разработке высококачественных усилителей-корректоров, так как уменьшает не только помехи коробления, но и фликер-шумы.

Уровень собственных шумов определяется выбором не только типа и режимов усилительных элементов входного каскада, но и схемы усилителя-корректора. Шумовые свойства отражает эквивалентная схема шумящего четырехполюсника, изображенная на рис. 4.43, в которой реальный усилитель представлен в виде нешумящего усилителя А, имеющего одинаковый с реальным коэффициент усиления, и действующих в его входной цепи эквивалентных источников ЭДС $e_ш$ шума и шумового тока $i_ш$.

Общее напряжение шумов, приведенное ко входу усилителя, определяется шумовой ЭДС $e_ш$, падением шумового напряжения на внутреннем сопротивлении источника (магнитной головке с сопротивлением потерь $R_г$ и индуктивностью $L_г$), вызванного протеканием по нему шумового тока $i_ш$ и напряжением тепловых шумов сопротивления $R_г$. С учетом стандартной АЧХ усилителя-корректора и АЧХ взвешивающего фильтра субъективного восприятия шумов «МЭК-А»

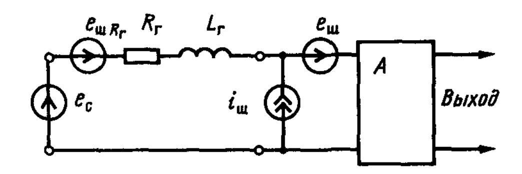


Рис. 4.43

напряжение шумов усилителя, приведенное ко входу, при использовании во входном каскаде биполярного транзистора можно оценить по формуле

$$U_{ш.б} = \sqrt{[1,6 \cdot 10^{-20}(R_г + r_б N) + 2 \cdot 10^{-22} N/I_К]\, 1,3 \cdot 10^4 + 3,2 \cdot 10^{-19} I_Б \times [R_г^2 (1,3 \cdot 10^4 + 5f_ф) + 3,3 \cdot 10^9 \times L_г^2 (8,7 \cdot 10^3 + f_ф)]}, \quad (4.1)$$

а при использовании во входном каскаде полевого транзистора

$$U_{ш.п} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{1,3 \cdot 10^4 R_г + \frac{0,7N}{S} \times (1,3 \cdot 10^4 + 5f_ф)}. \quad (4.2)$$

В этих формулах N = 1 для входного каскада по схеме ОЗ (ОИ), N = 2 для входного дифференциального каскада с симметричным выходом и N = 4...6 для входного дифференциального каскада с несимметричным выходом. Если входной каскад охвачен местной последовательной отрицательной ОС, то вместо сопротивления $r_б$ в формуле (4.1) и $R_г$ в формуле (4.2) следует подставлять соответственно $r_б + R_э$ и $R_г + R_и$, где $R_э$ и $R_и$ – незашунтированная конденсатором часть сопротивления резистора в цепи эмиттера или истока входного транзистора. При использовании общей отрицательной ОС роль $R_э$ и $R_и$ играет сопротивление резистора R1 (рис. 4.44).

Практическая схема усилителя-корректора на биполярных транзисторах изображена на рис. 4.44.

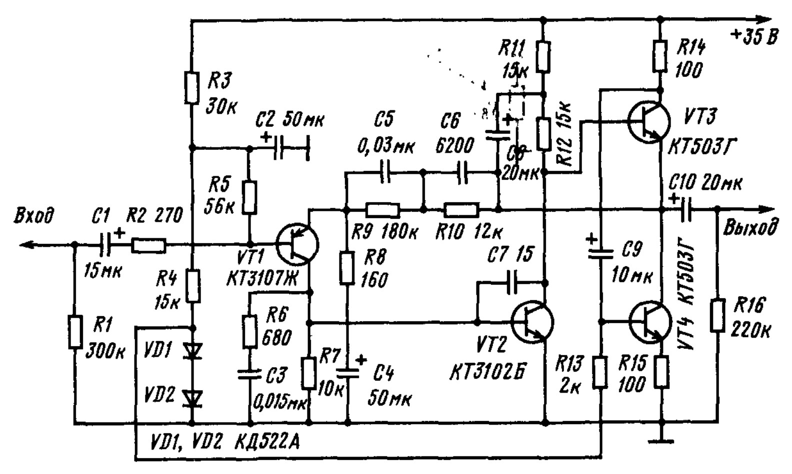


Рис. 4.44

Два первых каскада построены по схеме ОЭ на транзисторах разной структуры. Благодаря использованию непосредственной связи во всех каскадах режим по постоянному току всего усилителя жестко стабилизирован петлей отрицательной ОС R9, R10. Выходной каскад выполнен по схеме эмиттерного повторителя (VT3) с термокомпенсированным генератором тока (VT4) в цепи эмиттера. Положительная ОС через конденсатор С8 более чем в 10 раз увеличивает эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT2 и коэффициент усиления второго каскада. Кроме этого она поддерживает практически неизменным ток коллектора этого транзистора при наличии сигнала, что исключает нелинейность, вызванную зависимостью статического коэффициента передачи тока от тока коллектора. Аналогичную роль в генераторе тока на транзисторе VT4 играет конденсатор С9.

Стандартную АЧХ коррекции формирует цепь частотно-зависимой отрицательной ОС R8, С4, R9, С5, R10, С6, а необходимое входное сопротивление $R_{вх} = 47$ кОм обеспечено параллельным включением резистора R1, «заземляющего» по постоянному току вход усилителя, и резистора R5 в цепи базы транзистора VT1. Конденсатор С2 фильтрует пульсации напряжения смещения транзисторов VT1 и VT4, а цепь С3, R6 и конденсатор С7 устраняют самовозбуждение усилителя.

Для получения минимального уровня собственных шумов во входном каскаде необходимо использовать транзисторы с максимальным коэффициентом передачи тока $h_{21э}$, минимальным сопротивлением базы $r_б$ и минимальной частотой среза фликер-шума $f_ф$. Этим требованиям в наибольшей степени удовлетворяют транзисторы серии КТ3107 с $h_{21э} = 150...800$, $r_б = 200...$ $...400$ Ом и $f_ф = 1...5$ кГц. Несколько худшими параметрами обладают малошумящие транзисторы серий КТ3102, КТ342, КТ373 ($r_б = 600...$ $...1500$ Ом, $f_ф = 3...15$ кГц), КТ209, КТ501 ($r_б = 50...250$ Ом, $f_ф = 5...20$ кГц). Использование транзисторов серий КТ312, КТ315, КТ361 и т. п. во входном каскаде усилителя дает еще более худшие результаты вследствие высокой частоты среза фликер-шума (более 15...40 кГц) и возможно только при специальном отборе транзисторов.

Усилители-корректоры, построенные на микросхемах общего назначения (серий К140 и К153), также не отличаются высокими параметрами. Объясняется это тем, что для УЗЧ наиболее важен уровень шумов и нелинейных искажений (как правило, не нормируемых для ОУ), а параметры ОУ, соответствующие его основному назначению как УПТ (смещение и дрейф нуля, разность входных токов и т. п.), имеют второстепенное значение. Пример схемы усилителя-корректора, в котором органично сочетаются шумовые параметры дискретного малошумящего транзистора и усилительные свойства ОУ, показан на рис. 4.45. Цепь эмиттера входного транзистора VT1 питается постоянным током с выхода ОУ через резисторы R10, R11. Режим работы транзистора стабилизирован глубокой отрицательной ОС по постоянному току через эти резисторы, поддерживающей напряжение на коллекторе транзистора равным напряжению на неинвертирующем входе ОУ DA1 (около −5 В), а ток коллектора равным 35 мкА. Транзистор усиливает сигнал до уровня, при котором входными шумами ОУ, дающего основное усиление, можно пренебречь. Амплитудно-частотную характеристику коррекции формирует стандартная цепь частотно-зависимой отрицательной ОС С3, R7, R10, С5, R11, С6. Для снижения искажений «ступенька» предусмотрен резистор R12. При этом выходной ток ОУ знака не меняет, т. е. его выходная ступень работает в искусственно созданном режиме А, а нелинейные искажения снижаются более чем в 10 раз.

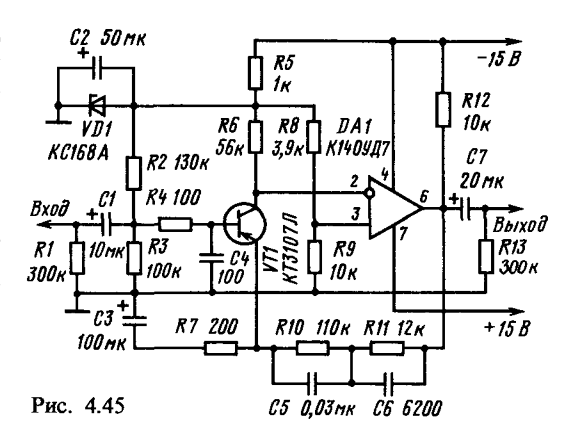


Рис. 4.45

Специализированные микросхемы с малым уровнем шумов и нелинейных искажений на звуковых частотах позволяют создавать усилители-корректоры без дополнительных усилительных элементов. На рис. 4.46 показана схема усилителя на малошумящем сдвоенном ОУ К157УД2, у которого типовое значение ЭДС шумов, приведенной ко входу, равно 1,2...1,8 мкВ. Двухтактный выходной каскад этого ОУ работает в режиме АВ с начальным током в несколько миллиампер и обеспечивает высокую линейность. Усилитель-корректор содержит цепь отрицательной ОС С2, R2, С4, R3, С5, R4, формирующей АЧХ коррекции. Конденсатор внешней частотной компенсации АЧХ ОУ С3 обеспечивает устойчивость усилителя. Двухполярное питание позволяет непосредственно подключать головку звукоснимателя и исключает вероятный источ-

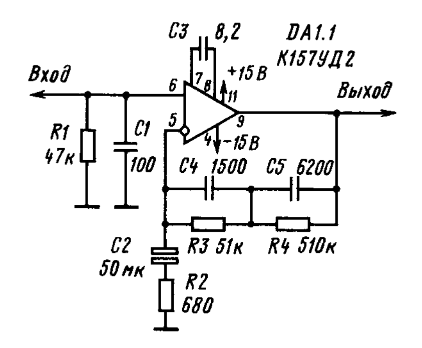


Рис. 4.46

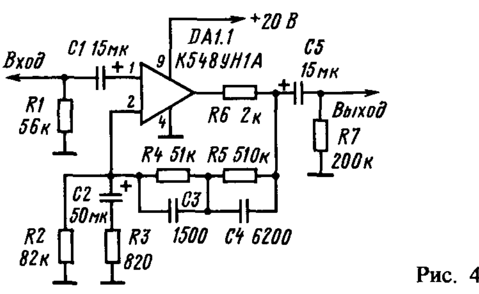


Рис. 4.47

ник дополнительного шума – входной разделительный оксидный конденсатор, а также смягчает требования к допустимому уровню пульсаций питающего напряжения. Кроме К157УД2 для использования в усилителе-корректоре пригодны малошумящий сдвоенный ОУ КМ551УД2 (типовое значение ЭДС шума 1,6 мкВ) и КР544УД1.

Низким уровнем шумов отличается интегральный УЗЧ К538УН1 и его сдвоенный вариант К548УН1. Здесь входной каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя, содержит внутренние цепи смещения и обеспечивает ЭДС шумов около 1 мкВ. Внутренняя частотная компенсация обеспечивает устойчивость усилителя для коэффициента усиления с замкнутой цепью отрицательной ОС не менее 10. Схема усилителя-корректора на УЗЧ К548УН1 изображена на рис. 4.47. Резистор R1 совместно с входным сопротивлением микросхемы (примерно 300 кОм) определяет стандартное входное сопротивление усилителя (47 кОм). Амплитудно-частотная характеристика коррекции формирует цепь частотно-зависимой отрицательной ОС С2, R3, С3, R4, С4, R5. Резистор R6 предотвращает самовозбуждение. Благодаря наличию внутреннего стабилизатора напряжения требования к уровню пульсаций питающего напряжения относительно невысоки.

Минимальный уровень собственных шумов усилителя-корректора с входным каскадом на биполярном транзисторе соответствует току коллектора $I_к = 5\ldots15$ мкА, при котором усилительные, частотные свойства транзистора и термостабильность режима неудовлетворительны. В реально используемом режиме ($I_к = 30\ldots$ $\ldots100$ мкА) уровень шумов возрастает из-за падения шумового напряжения на полном эквивалентном сопротивлении головки звукоснимателя, вызванного протеканием по нему тока «дробовых» шумов базы. В связи с этим относительный уровень шумов усилителя на биполярных транзисторах не удается уменьшить ниже минус 72...75 дБ относительно стандартного уровня входного сигнала 5 мВ на частоте 1 кГц.

В высококачественном усилителе-корректоре, схема которого показана на рис. 4.48, входной каскад выполнен на полевых транзисторах, шумовой ток затвора которых пренебрежимо мал, поэтому относительный уровень собственных шумов определяется практически тепловыми шумами канала полевого транзистора и не превышает минус 82 дБ. С целью термостабилизации режима по постоянному току и удобства подключения цепей отрицательной ОС входной каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя. Компенсацию шумов цепей истоков полевых транзисторов и пульсаций питающего напряжения обеспечивает второй дифференциальный каскад на биполярных транзисторах VT3, VT4.

Выходной каскад построен по схеме ОЭ на транзисторе VT5 с активной нагрузкой цепи коллектора – генератором тока на транзисторе VT6 и термокомпенсирующих диодах VD1, VD2. Головку звукоснимателя подключают ко входу усилителя без разделительного конденсатора, поскольку токи утечки затвора полевого транзистора незначительны.

Амплитудно-частотную характеристику усилителя формирует цепь частотно-зависимой отрицательной ОС R10, С5, R11, С6, R12, С7. Частоту перегиба АЧХ, соответствующую постоянной времени τ_4, формирует цепь R12, С7, в которой вместо оксидного конденсатора, имеющего низкую стабильность, использован пленочный конденсатор сравнительно небольшой емкости. Остальные постоянные времени коррекции определяются выражениями

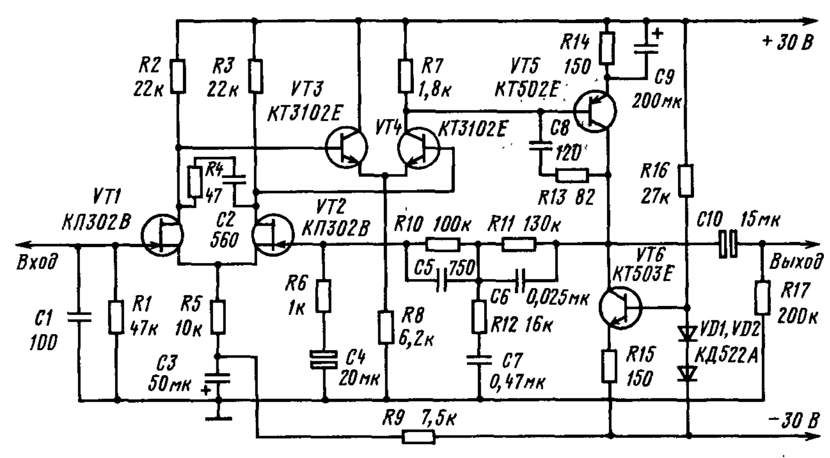


Рис. 4.48

$$\tau_1 = R10C5,\ \tau_2 = \frac{R10R12}{R10 + R12}C6,\ \tau_3 = R11\,C6.$$

Цепь R6, C4 дополнительно ослабляет усиление на частотах ниже 8 Гц, а C2, R4 и C8, R13 устраняют возможность самовозбуждения. Полевые транзисторы на входе и генератор тока в выходном каскаде в сочетании с повышенным напряжением питания обеспечивают высокие линейность и перегрузочную способность усилителя (коэффициент гармоник при 30-кратной перегрузке не превышает 0,03%).

4.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Диапазон эффективно воспроизводимых частот измеряют при установке регуляторов тембра и тонкомпенсированного регулятора громкости в положение линейной АЧХ. Сигнал на вход испытуемого усилителя подают через резистор, сопротивление которого равно выходному сопротивлению источника сигнала, а к выходу усилителя подключают резистор с сопротивлением, равным номинальному сопротивлению нагрузки. Установив на частоте 1 кГц входное напряжение на 10 дБ ниже номинального уровня, его поддерживают постоянным, а частоту сигнала изменяют до тех пор, пока выходное напряжение не выйдет за пределы поля допустимых отклонений АЧХ.

При измерении отклонения от заданной АЧХ усилителей-корректоров для магнитной головки звукоснимателя целесообразно во избежание ограничения сигнала и влияния помех поддерживать постоянным выходное напряжение, регулируя напряжение источника сигнала при изменении частоты. В этом случае АЧХ усилителя будет обратна частотной зависимости напряжения источника сигнала.

Рассогласование стереоканалов по усилению измеряют по АЧХ, снимаемым в диапазоне частот 250...6300 Гц при различных положениях регулятора громкости. Значение рассогласования вычисляют в децибелах по формуле $S = 20\lg\frac{U_{вых\,max}}{U_{вых\,min}}$, где $U_{вых\,max}$ – наибольшее выходное напряжение одного из двух каналов, $U_{вых\,min}$ – наименьшее выходное напряжение другого канала при том же положении регулятора громкости.

Коэффициент гармоник измеряют при номинальной выходной мощности (для предварительных усилителей – при максимальном выходном напряжении, для усилителей-корректоров – при максимальном входном напряжении на частоте 1 кГц) измерителем нелинейных искажений, подключенным к выходу усилителя. Измерять его можно и анализатором спектра, определяя напряжение не менее чем пяти низших гармоник на выходе усилителя. Коэффициент гармоник в этом случае вычисляют по формуле, справедливой при $K_г \leqslant 10\%$,

$$K_г = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{5} U_n^2}}{U_1},$$

где U_n – напряжение n-й гармоники; U_1 – напряжение основной гармоники.

Используемый генератор синусоидального напряжения должен иметь собственный коэффициент гармоник, по крайней мере втрое меньший, чем у испытываемого усилителя.

Коэффициент интермодуляционных искажений измеряют, подавая на вход усилителя сигналы двух генераторов, подключенных через резистивный сумматор, схема которого изображена на рис. 4.49. Напряжение на выходе усилителя устанавливают равным 0,8 номинального (номинальное напряжение на выходе УМ соответствует номинальной выходной мощности) при подаче на вход 1 сумматора синусоидального напряжения частотой $f_1 = 250$ Гц от первого генератора при выключенном втором генераторе. Затем при выключенном первом генераторе на вход 2 подают синусоидальное напряжение частотой $f_2 = 8$ кГц от второго генератора и регулятором выходного уровня этого генератора устанавливают на выходе усилителя напряжение, равное 0,2 номинального. После этого включают оба генератора и анализатором спектра измеряют комбинационные составляющие выходного напряжения усилителя на частотах $f_2 + f_1$, $f_2 - f_1$, $f_2 + 2f_1$, $f_2 - 2f_1$, $f_2 + 3f_1$, $f_2 - 3f_1$. Коэффициент интермодуляционных искажений вычисляют по формуле

$$K_{им} = \frac{\sqrt{(U_{f2+f1} + U_{f2-f1})^2 + (U_{f2+2f1} + U_{f2-2f1})^2 + (U_{f2+3f1} + U_{f2-3f1})^2}}{U_{f2}},$$

где индексы означают частоту соответствующей составляющей.

Коэффициент интермодуляционных искажений может быть определен и другим способом. Для его реализации к выходу усилителя подключают октавный полосовой фильтр со средней частотой полосы пропускания f_2. К выходу фильтра подключают амплитудный демодулятор, на выходе которого измеряют постоянное напряжение $U_=$ и среднеквадратическое значение переменного напряжения $U_\sim$. Коэффициент ин-

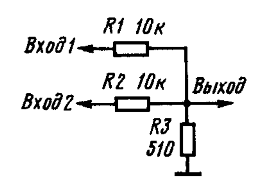


Рис. 4.49

термодуляционных искажений вычисляют по формуле $K_{им} = \frac{U_{\sim}}{U_{=}}\sqrt{2}$.

Переходное затухание между стереоканалами определяют, подавая на вход правого канала усилителя иапряжение с уровнем, обеспечивающим на выходе номинальное напряжение (номинальиую выходную мощность для УМ), а вход левого канала замыкают на общий провод через резистор – эквивалент внутреннего сопротивления источника. Напряжение измеряют на выходе каналов. Затем каналы меняют местами и снова проводят измерения. Переходное затухание вычисляют в децибелах по формуле $a_к = 20\lg\frac{U_{вых 1}}{U_{вых 2}}$, где $U_{вых 1}$ – выходное напряжение испытуемого канала; $U_{вых 2}$ – выходное напряжение второго канала, обусловленное воздействием испытуемого канала.

Переходное затухание между входами измеряют, подавая на один из входов усилителя (через включенный последовательно эквивалент внутреннего сопротивления источника) напряжение с уровнем, обеспечивающим на выходе номинальное напряжение. При этом другие входы усилителя должны быть замкнуты на общий провод через соответствующие эквиваленты. Переключателем входов усилителя поочередно подсоединяют замкнутые входы, не снимая напряжения с подключенного к генератору входа. Переходное затухание между входами вычисляют в децибелах по формуле

$$a_в = 20\lg\frac{U_{вых 1}}{U_{вых n}},$$

где $U_{вых 1}$ – номинальиое выходное напряжение, $U_{вых n}$ – выходное напряжение при включении n-го замкнутого на землю входа, обусловленное воздействием напряжения на подключенном к генератору входе.

Отношение сигнал-взвешенный шум измеряют с помощью подключенного к выходу усилителя специального взвешивающего фильтра, приближающего результат объективных измерений к субъективной оценке уровня шумов. Амплитудно-частотная характеристика взвешивающего фильтра, стандартизованная международной электротехнической комиссией, примерно соответствует кривой равной громкости 30 фон, и носит название «МЭК-А». Значения АЧХ МЭК-А приведены в табл. 4.8, а схема взвешивающего фильтра показана на рис. 4.50. Кроме указанного на схеме, в фильтре можно использовать практически любой ОУ, АЧХ которого скорректирована для обеспечения устойчивости при коэффициенте усиления, равном 1. Если номиналы элементов отличаются от указанных на схеме не более чем на ±5%, налаживание устройства состоит в установке резистором R5 коэффициента передачи, равного 1, на частоте 1 кГц.

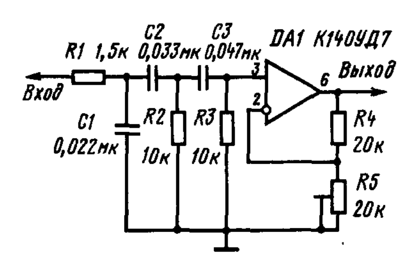


Рис. 4.50

Для измерения уровня шумов к выходу взвешивающего фильтра МЭК-А подключают среднеквадратический милливольтметр (не допускается использовать милливольтметр средневыпрямленных значений, проградуированный в среднеквадратических значениях напряжения синусоидальной формы – В3-38, В3-39 и т. п.), а вход усилителя соединяют с общим проводом через эквивалент внутреннего сопротивления источника сигнала. При испытании усилителей-корректоров для магнитной головки звукоснимателя вход заземляют через резистор сопротивлением 2,2 кОм, а при испытании усилителей для пьезоэлектрических головок – через конденсатор емкостью 1000 пФ. Отношение сигнал-взвешенный шум вычисляют в децибелах по формуле

$$N_ш = 20\lg\frac{U_{вых}}{U_ш},$$

где $U_{вых}$ – номинальное выходное напряжение; $U_ш$ – взвешенное среднеквадратическое значение напряжения шумов.

При испытаниях УМ регулятор громкости устанавливают в положение, обеспечивающее номинальную выходную мощность при минимально допустимом входном напряжении. При испытании усилителей-корректоров для магнитных головок звукоснимателей за номинальное принимают выходное напряжение, соответствующее входному сигналу 5 мВ на частоте 1 кГц.

Коэффициент демпфирования определяют при входном синусоидальном сигнале частотой 1 кГц, обеспечивающем номинальную выходную мощность, путем измерения выходного напряжения при номинальном сопротивлении нагрузки и в режиме холостого хода. Коэффициент демпфирования вычисляют по формуле

$$K_д = U_{вых}/(U_{хх} - U_{вых}),$$

где $U_{вых}$ – выходное напряжение на номинальном сопротивлении нагрузки; $U_{хх}$ – выходное напряжение холостого хода.

Номинальную выходную мощность измеряют при установке регулятора громкости в положение максимальной громкости. Плавно изменяя амплитуду синусоидального напряжения частотой 1000 Гц на выходе усилителя, устанавливают такое выходное напряжение на эквиваленте нагрузки, при котором коэффициент гармоник достигает предельно допустимого значения. Выходную мощиость вычисляют по формуле

$$P = U^2_{вых}/R_{ном},$$

где $U_{вых}$ – выходное напряжение на частоте 1000 Гц, соответствующее заданному значению коэффициента гармоиик; $R_{ном}$ – номинальное сопротивление нагрузки.

Входное сопротивление находят методом замещения. Для этого на вход усилителя через добавочный резистор, сопротивление которого по крайней мере в 10 раз больше ожидаемого

входного, подают синусоидальное напряжение заданной частоты (если не оговорено особо, то 1 кГц). Напряжение на входе усилителя устанавливают по электронному вольтметру равным номинальному. После этого вместо усилителя к добавочному резистору подключают переменный резистор и изменяют его сопротивление так, чтобы вольтметр показал номинальное входное напряжение усилителя. Измеренное омметром сопротивление этого переменного резистора будет соответствовать модулю полного входного сопротивления усилителя.

4.4. ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ, ГОЛОВКИ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ, АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ)

Определения, классификация, основные параметры

Громкоговоритель или акустическая система (АС) – пассивный электроакустический преобразователь, предназначенный для излучения звука в окружающее пространство. Это устройство содержит одну или более излучающих головок, необходимые пассивные элементы (трансформаторы, разделительные фильтры, регуляторы громкости и тембра), необходимое акустическое оформление.

Громкоговорители в зависимости от используемого оформления делят на четыре основных вида: открытые, закрытые, с фазоинвертором, с пассивными излучателем.

Головка (громкоговорителя) – самостоятельный узел громкоговорителя, предназначенный для преобразования электрического сигнала звуковой частоты в акустический (звуковой) и содержащий все необходимые для такого преобразования элементы (излучающую диафрагму, звуковую катушку, магнитную систему и т. п.).

Головки различны по способу преобразования энергии и их связи с окружающим пространством. В настоящее время наиболее распространено электродинамическое преобразование. По способу связи различают диффузорные и рупорные конструкции. Кроме того, по воспроизводимому диапазону частот головки громкоговорителей бывают широкополосные, низко-, средне- и высокочастотные.

Любой электроакустический преобразователь характеризуют показатели, определяющие эффективность и качество их работы. Важнейшие из них: чувствительность (отдача), диапазон воспроизводимых частот и неравномерность АЧХ в этом диапазоне, номинальная мощность и коэффициент нелинейных искажений по звуковому давлению при этой мощности, форма частотной характеристики, входное сопротивление.

Чувствительность электроакустического преобразователя – это звуковое давление, развиваемое им в некоторой определенной точке (обычно лежащей на расстоянии 1 м по его оси) при подведении к его зажимам напряжения 1 В. Определенная таким образом чувствительность удобна для суждения о поведении одного и того же громкоговорителя на разных частотах или, иными словами, для построения его АЧХ чувствительности.

Однако если понятие чувствительности удобно для оценки неравномерности АЧХ, то оно совершенно неприемлемо для сравнения преобразователей, имеющих разное электрическое сопротивление, так как при подведении равного напряжения разные преобразователи потребляют разную мощность. Более удобная характеристика – стандартное звуковое давление (СЗД), под которым подразумевают звуковое давление, развиваемое преобразователем при подведении к нему электрической мощности 0,1 Вт в точке, расположенной на расстоянии 1 м на его оси. Подводимое при этом к преобразователю напряжение будет $U = \sqrt{0{,}1R}$, где R – номинальное электрическое сопротивление*). При такой характеристике разные преобразователи сравнивают при одном и том же значении потребляемой мощности.

Международной электротехнической комиссией (МЭК) стандартизовано понятие характеристической чувствительности (ХЧ), которая отличается от СЗД лишь тем, что к преобразователю подводят электрическую мощность не 0,1 Вт, а 1 Вт и соответственно напряжение $U = \sqrt{R}$. Поэтому ХЧ больше СЗД в $\sqrt{10} = 3{,}16$ раза, поскольку звуковое давление пропорционально корню квадратному из мощности.

Кроме этих величин за рубежом часто применяют понятие так называемого «уровня характеристической чувствительности», который представляет собой уровень ХЧ относительно стандартного нулевого уровня звукового давления $2 \cdot 10^{-5}$ Па. Пусть, например, СЗД преобразователя равен 0,2 Па. Тогда его ХЧ будет $0{,}2 \times 3{,}14 = 0{,}632$ Па, а уровень ХЧ $20\lg\frac{0{,}632}{2 \cdot 10^{-5}} = 20\lg 0{,}316 \cdot 10^5 = 20\lg 3{,}14 \cdot 10^4 = 20 \cdot 4{,}5 = 90$ дБ.

Для построения АЧХ, которую чаще для краткости называют частотной характеристикой, по оси абсцисс откладывают (как правило, в логарифмическом масштабе) частоту, а по оси ординат также в логарифмическом масштабе (в децибелах) – развиваемое звуковое давление либо в виде СЗД, либо в виде ХЧ. На рис. 4.51 приведена частотная характеристика акустической системы 35АС-1, изображенной на стандартном бланке АЧХ. Бланки АЧХ стандартизованы ГОСТ 16122–84. Оценкой АЧХ служит ее неравномерность. Так, представленная на рис. 4.51 АЧХ имеет неравномерность 11 дБ в диапазоне 40...20 000 Гц.

По частотной характеристике определяют также среднее СЗД в номинальном диапазоне

$$P_{ср} = \frac{\sqrt{P_1^2 + P_2^2 + \ldots + P_n^2}}{n},$$

*) Если нет специального указания, резмерность всех физических величин в этом разделе соответствует системе СИ.

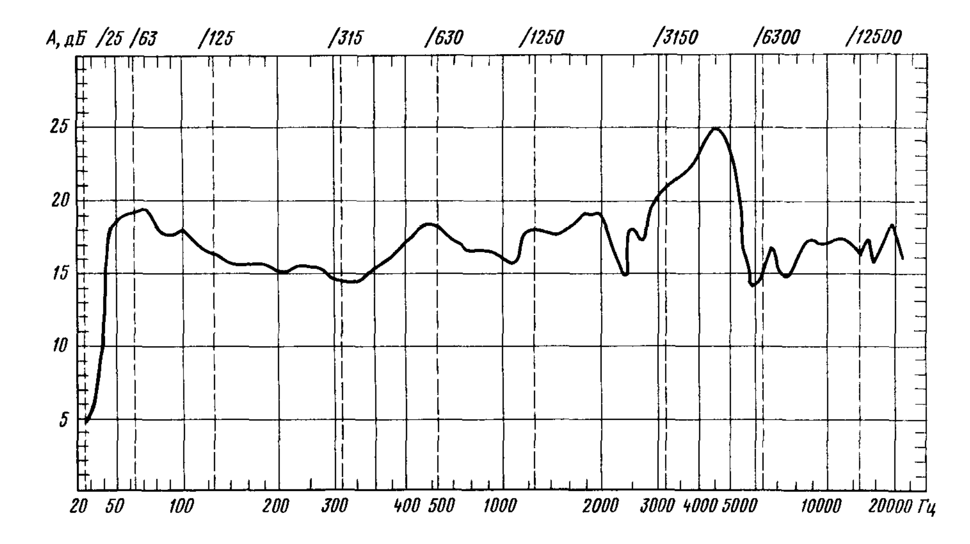


Рис. 4.51

где $P_1, P_2, \ldots, P_n$ – СЗД на частотах $f_1, f_2, \ldots, f_n$, входящих в диапазон воспроизводимых частот; n – число частот, которые выбирают равномерно в логарифмическом масштабе.

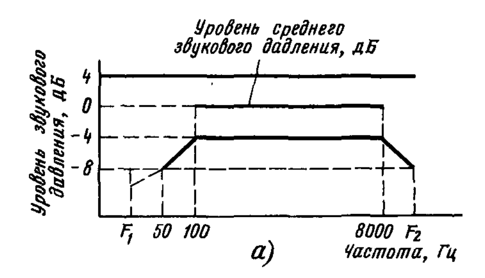
Значение коэффициента гармоник по звуковому давлению тесно связано с номинальной мощностью, под которой понимают такое значение подводимой мощности, при которой этот коэффициент не превышает заданного значения.

Входное электрическое сопротивление электроакустических преобразователей также нормируется. Нормы на параметры электроакустических преобразователей стандартизованы ГОСТ 23262-83 (табл. 4.8), а также международным стандартом МЭК.

К табл. 4.8 должны быть сделаны некоторые дополнения. Частотные характеристики преобразователей должны укладываться в поле допусков, изображенное на рис. 4.52, *а*, *б*. Рисунок 4.52, *а* справедлив для громкоговорителей высшей (0) группы сложности. Для них допустимое отклонение ЧХ от уровня СЗД не должно превышать ±4 дБ; на частотах 50 Гц и F_2 допускается спад ЧХ от уровня СЗД до 8 дБ. В диапазо-

Таблица 4.8

Параметр	Норма по группам сложности			
	0	1	2	3
1. Диапазон воспроизводимых частот, Гц, не уже	25...25 000	40...16 000	63...12 500	100...8000
2. Отклонение частотных характеристик звукового давления, усредненных в октавных полосах, между любыми двумя акустическими системами конкретного типа, дБ, не более	2	3	4	–
3. Среднее звуковое давление при номинальной электрической мощности, Па (дБ), не менее, в диапазоне частот:				
100...8000 Гц	1 (94)	1 (94)	0,8 (92)	–
200...4000 Гц	–	–	–	0,63 (90)
4. Суммарный характеристический коэффициент гармоник при электрической мощности, соответствующий среднему звуковому давлению, на 4 дБ ниже указанного в п. 3 таблицы значения, %, не более, в диапазонах частот:				
250...1000 Гц	2	2	3	2
1000...2000 Гц	1,5	1,5	2,5	3
2000...6300 Гц	1	1	2	3
5. Электрическое сопротивление (номинальное значение), Ом	4 или 8			
Допускаемое отклонение минимального значения модуля полного электрического сопротивления от номинального значения, %, не более	20	20	20	20
6. Масса, кг, не более	63	20	12,5	5



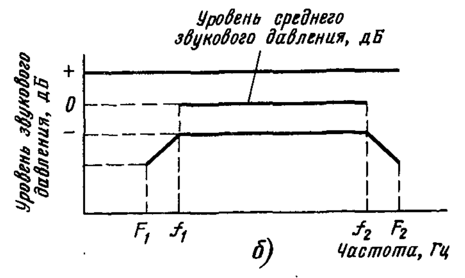


Рис. 4.52

не частот $F_1 \dots 50$ Гц спад ЧХ устанавливается в ТУ на громкоговоритель.

Рисунок 4.52,*б* относится к громкоговорителям групп сложности 1–3. Допустимое отклонение ЧХ от уровня среднего СЗД не должно превышать ± 4 дБ для группы 1 и ± 6 дБ для групп сложности 2 и 3. Частоту f_1 выбирают равной 100 Гц для групп сложности 1 и 2 и 200 Гц–для группы 3. Частоту f_2 выбирают равной 8000 Гц для групп 1 и 2 и 4000 Гц–для группы 3. Частоты F_1 и F_2–граничные частоты диапазона воспроизводимых частот, на которых уровень звукового давления на 8 дБ ниже уровня СЗД в диапазоне $f_1 \dots f_2$.

Номинальная электрическая мощность должна соответствовать ряду: 3, 6, 10, 15, 25, 35, 50, 75, 100 Вт.

Требования международного стандарта МЭК к системам высокой верности (Hi–Fi) в основном совпадают с требованиями к группе 1, перечисленными в табл. 4.8.

Головки громкоговорителей

Наибольшее применение в бытовой аппаратуре имеют электродинамические головки прямого излучения, конструкция которых схематически показана на рис. 4.53.

В кольцевом воздушном зазоре магнитной цепи, состоящей из постоянного магнита 1 и магнитопровода 2–4, в радиальном направлении действует постоянный магнитный поток. В этом зазоре помещена звуковая катушка 5, через которую протекает переменный ток звукового сигнала. Магнитное поле этого тока взаимодействует с постоянным магнитным полем, благодаря чему возникает сила, приводящая в колебание катушку и прикрепленную к ней диафрагму (диффузор) 6.

Диффузор, обычно бумажный, представляет собой конус, имеющий в основании 7 окружность или эллипс и прямую или криволинейную образующую. По внешнему краю диффузор имеет гофр 9, позволяющий диффузору перемещаться поршнеобразно. Диффузор внешней кромкой приклеен к диффузородержателю. У вершины диффузор, а вместе с ним и звуковая катушка удерживаются коаксиально относительно зазора магнитной цепи с помощью центрирующей шайбы 8. Она также гофрирована и охватывает по внутреннему контуру вершину диффузора и звуковую катушку, а по внешнему–приклеена к корпусу головки, к вершине диффузора приклеен пылезащитный колпачок.

Магниты изготавливают из материалов с большой магнитной энергией. В СССР в настоящее время в основном используют четыре подобных материала. Чаще всего это прессованный феррит бария марки 2БА для изготовления прессованных кольцевых магнитов. В последнее время начали выпускать прессованные магниты из материала 3,2БА. Максимальная удельная магнитная энергия феррита бария 3,2БА в 1,6 раза больше, чем у 2БА, что дает возможность при равном объеме магнита получать индукцию в зазоре, примерно в 1,25 раза большую, или иметь магнит в 1,6 раза меньшего объема. Для литых магнитов применяют сплавы ЮНДК-24 и ЮНДК-25БА. Из первого, имеющего максимальную удельную магнитную энергию, в 2 раза большую, чем у 2БА, отливают либо кольцевые магниты (в виде полого цилиндра), либо цилиндрические, используемые конструктивно как керны. Иногда у керна зауживают один из концов для уменьшения рассеяния магнитного потока. Магниты изготавливают также из сплава ЮНДК-25БА с максимальной удельной энергией, в 3 раза большей, чем у 2БА.

Заметим, что, поскольку магниты служат внешней частью магнитной системы, вблизи громкоговорителей действует заметный поток рассеяния. В телевизорах этот поток может исказить изображение, в радиоприемниках с магнитной антенной «сдвинуть» настройку, в магнито-

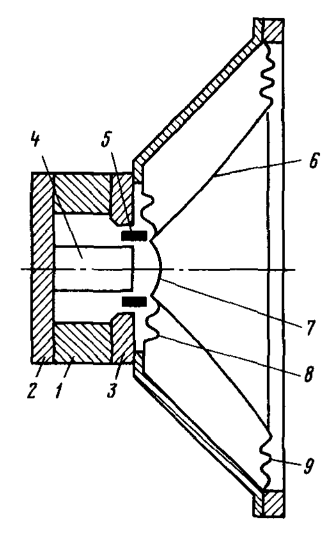


Рис. 4.53

фонах может стать причиной «зашумливания» и порчи фонограммы. Эти соображения следует иметь в виду при выборе головки и ее размещении. Детали магнитопровода головки (фланец, керн, полюсный наконечник) делают из магнитомягкого материала для уменьшения сопротивления магнитному потоку, например из малоуглеродистых сталей Ст3 и Ст10.

Звуковую катушку наматывают медным эмалированным проводом. Витки фиксируют на каркасе клеем.

Диффузор – важнейшая часть головки. От его формы и материала значительно зависят характеристики головки. В настоящее время диффузоры прессуют из сульфатной или сульфитной целлюлозы. В низкочастотных головках вместо гофра применяют эластичный подвес из резины или латекса. Конструкции различных диффузорных динамических головок имеют некоторые конструктивные различия. Так, конструкция динамической головки с куполообразной диафрагмой отличается тем, что ее делают более жесткой, более приспособленной для излучения высших частот диапазона. Такая головка имеет более широкую диафрагму направленности, что очень важно для средне- и высокочастотных головок.

С 01.01.86 г. введен в действие ОСТ4.383.001–85 «Головки громкоговорителей динамические. Общие технические условия». Этот стандарт существенно меняет существующую до этого классификацию головок и принцип определения их мощности. Теперь за основу принята не номинальная, а максимальная шумовая (паспортная) мощность головок. Она же и указана в их наименовании.

Условное обозначение головок состоит из буквенно-цифрового индекса, в котором первые цифры означают максимальную шумовую (паспортную) мощность, буквы ГД – головка динамическая, далее буква, соответствующая виду головки (Н – низкочастотная, С – среднечастотная, В – высокочастотная, Ш – широкополосная), следующая цифра – порядковый номер разработки. Затем могут быть указаны номинальное электрическое сопротивление и частота основного резонанса, например 3ГДШ-2-8-140.

Перечень современных отечественных диффузорных динамических головок и их основные параметры указаны в табл. 4.9. В этой таблице в первом столбце дано наименование головок согласно вновь введенному ОСТ4.383.001–85, во втором – старое наименование по ГОСТ 8010–84.

Кроме указанных в таблице параметров головки характеризуются полной добротностью. Согласно ОСТ4.383.001–85 этот параметр становится обязательным с 01.01.86 г. для низкочастотных и широкополосных головок, и он должен указываться в технических условиях. В зависимости от того, в каких громкоговорителях применяются головки, различно и значение рекомендуемой для головки полной добротности. Так, если головка предназначена для открытого акустического оформления, ее оптимальная полная добротность должна быть в пределах 2...3, а для закрытого – 0,5...1; в громкоговорителях

Таблица 4.9. Основные параметры отечественных диффузорных электродинамических головок

ОСТ 4.381.001–85	ГОСТ 8010–84	Габаритные размеры, мм	Диапазон частот, Гц	Уровень характеристической чувствительности, дБ/Вт	Номинальное сопротивление, Ом	Частота основного резонанса, Гц
			Широкополосные (выборочно)			
0,25 ГДШ-2	0,1 ГД-17	50 × 80	450...3150	90	50	—
0,5 ГДШ-1	0,25 ГД-10	63 × 29,5	315...5000	90	8	—
1 ГДШ-6	0,5 ГД-52	80 × 28	315...7100	92	8	—
1 ГДШ-1	0,5 ГД-30	80 × 125 × 47	125...10000	93	16	—
1 ГДШ-4	1 ГД-50	100 × 36	180...125000	90	8	—
2 ГДШ-4	1 ГД-37	80 × 125 × 42	125...10000	92	8	—
2 ГДШ-6	1 ГД-62	100 × 35	160...12500	90	8	—
3 ГДШ-10	—	80 × 125 × 42	100...12500	92	4/8	—
4 ГДШ-3	4 ГД-53А	125 × 47	100...12500	91	8	—
5 ГДШ-5	4 ГД-53	125 × 50	100...12500	92	4/8	—
5 ГДШ-4	3 ГД-45	160 × 55	80...12500	90	4	—
6 ГДШ-1	3 ГД-32	125 × 200 × 77	80...12500	92	4	—
8 ГДШ-1	—	200 × 46	63...12500	92	8	—
10 ГДШ-1	10 ГД-36 К	200 × 87	63...20000	90	4	—
10 ГДШ-2	10 ГД-36 Е	200 × 82	63 ...20000	87,5	4	—
10 ГДШ-5	10 ГД-48	200 × 87	63...20000	87,5	4	—
15 ГДШ-1	15 ГД-12	250 × 93	40...16000	92	4, 8, 16	—

Окончание табл. 4.9.

ОСТ 4.381.001-85	ГОСТ 8010-84	Габаритные размеры, мм	Диапазон частот, Гц	Уровень характеристической чувствительности, дБ/Вт	Номинальное сопротивление, Ом	Частота основного резонанса, Гц
			Низкочастотные			
10 ГДН-1	6 ГД-6	125 × 80	63...5000	84	4	—
20 ГДН-1	10 ГД-30Б	200 × 92	63...5000	86	8	32
25 ГДН-1	10 ГД-34	125 × 75,5	63...5000	84	4	80
25 ГДН-2	15 ГД-18	125 × 75,5	80...3150	81	4	—
25 ГДН-3	15 ГД-14	125 × 76	63...5000	84	4/8	55
35 ГДН-1	25 ГД-26	200 × 120	40...5000	86	4	30
50 ГДН-1	35 ГД-1	200 × 100	31,5...4000	85	8	25
50 ГДН-3	25 ГД-4	250 × 120	31,5...2000	85	8	—
75 ГДН-1	30 ГД-2	250 × 125	31,5...1000	87	4/8	25
75 ГДН-2	35 ГД-2	250 × 120	31,5...5000	87,5	8	—
75 ГДН-6	30 ГД-6	250 × 124	31,5...1000	88	4	33
75 ГДН-01	—	320 × 175	31,5...1000	86,5	8	28
100 ГДН-3	75 ГД-1	315 × 190	31,5...1000	90	8	32
			Среднечастотные			
20 ГДС-1	15 ГД-11А	125 × 73,5	200...5000	90	8	110
20 ГДС-4	15 ГД-11	125 × 73,5	200...5000	89	8	120
20 ГДС-2	20 ГД-1	140 × 140 × 45	630...8000	87,5	8	450
25 ГДС-1	25 ГД-43	170 × 50	400...8000	92	8	—
20 ГДС-01	—	170 × 170 × 140	315...6300	88,5	8	—
30 ГДС-1	30 ГД-Н	125 × 65	250...8300	92	8	170
			Высокочастотные			
5 ГДВ-1	3 ГД-31	100 × 48,2	$(3,0\ldots20)\cdot10^3$	90	8	—
6 ГДВ-1	3 ГД-2	63 × 63 × 31	$(5\ldots18)\cdot10^3$	92	16	—
6 ГДВ-2	4 ГД-56	50 × 80	$(3\ldots20)\cdot10^3$	90	8	—
10 ГДВ-1	10 ГД-20	110 × 110 × 44	$(5\ldots30)\cdot10^3$	92	8	—
10 ГДВ-2	10 ГД-35	100 × 100 × 35	$(5\ldots25)\cdot10^3$	92	16	—
10 ГДВ-4	—	110 × 110 × 70	$(5\ldots25)\cdot10^3$	94	16	—
10 ГДВ-01	—	120 × 170 × 45	$(2,5\ldots25)\cdot10^3$	92	8	—
20 ГДВ-1	2 ГД-4	125 × 125 × 40	$(5\ldots35)\cdot10^3$	90	8	—

с фазоинвертором и с пассивным излучателем используют головки с полной добротностью 0,2...0,6.

Полная добротность может быть определена по частотной характеристике модуля полного электрического сопротивления головки, часто называемой Z-характеристикой. Частотная характеристика модуля полного электрического сопротивления электродинамической головки приведена на рис. 4.54. По этой характеристике определяют резонансную частоту головки (f_0). Полная добротность может быть найдена из

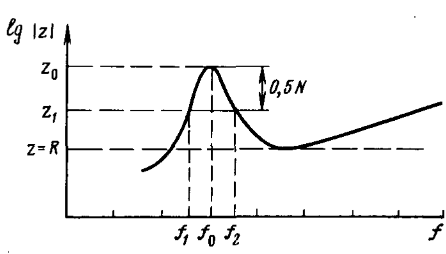


Рис. 4.54

выражения

$$Q = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}\frac{f_1 - f_0}{f_1^2 - f_0^2}}.$$

Физически полная добротность характеризует, насколько быстро затухают колебания в возбужденной колебательной системе (в подвижной системе головки громкоговорителя). Полная добротность головки зависит от ее параметров следующим образом:

$$Q = \frac{\omega_0 m_0}{B^2 l^2/R + r_0},$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая резонансная частота головки, Гц; m_0 – масса подвижной системы головки, кг; B – индукция в рабочем зазоре головки, Тл; l – длина проводника звуковой катушки, м; R – активное электрическое сопротивление катушки, Ом, r_0 – активное механическое сопротивление головки, кг/с.

В последнее время стали употреблять термин «эквивалентный объем» головки громкоговорителя ($V_э$). Этот параметр также стал обязательным, и его указывают в технических условиях на низкочастотные и широкополосные головки, предназначенные для закрытых громкоговорителей, а также для фазоинверторных и с пассивным излучателем. Эквивалентный объем головки громкоговорителя – это возбуждаемый ею закрытый объем воздуха, имеющий гибкость, равновеликую гибкости подвижной системы головки.

Акустическое оформление

Открытое акустическое оформление. В открытом акустическом оформлении задняя часть звукоизлучающей поверхности диффузора головки так же, как и передняя, излучает непосредственно в открытое пространство. Открытое акустическое оформление является наиболее распространенным. Его используют в телевизорах, переносных радиоприемниках всех классов, кассетных, а также в большей части катушечных магнитофонов, стационарных радиоприемников и электрофонов.

Достоинство открытых громкоговорителей – простота и, кроме того, в таких громкоговорителях не повышается их разонансная частота по сравнению с собственной резонансной частотой применяемой головки. Недостаток – сравнительно большие размеры акустического оформления, когда требуется эффективное воспроизведение низших частот звукового диапазона.

Наиболее простой вид открытого оформления – плоский экран. Даже при сравнительно небольших его размерах воспроизведение низших частот значительно улучшается по сравнению со звучанием головки без оформления. Однако практически используется открытое акустическое оформление в виде ящика, обычно прямоугольной формы, у которого задняя панель имеет ряд сквозных отверстий. Головку устанавливают на передней панели ящика. Его внутренний объем обычно используют для размещения деталей устройства, например радиоприемника. Выносные громкоговорители в виде открытого оформления применяют редко.

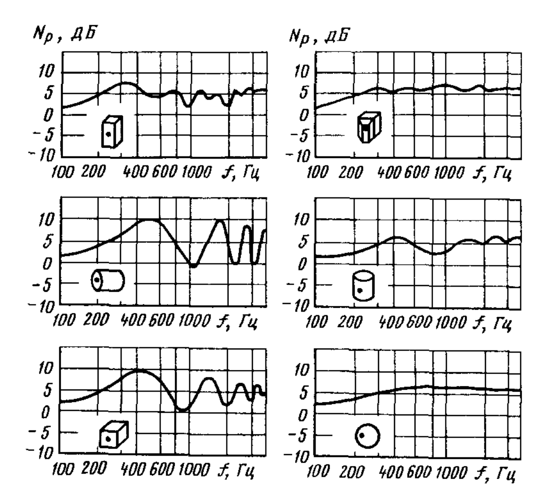


Рис. 4.55

Акустическое действие открытого оформления подобно действию экрана. Наибольшее влияние на частотную характеристику акустической системы с открытым оформлением оказывает передняя панель, на которую крепят головку. Вопреки довольно распространенному мнению, боковые панели ящика влияют на частотную характеристику слабо. Поэтому не следует делать ящик глубоким, гораздо лучше увеличить размеры передней панели. Обычно ящик выполняют такой глубины, чтобы головка помещалась в нем с некоторым технологическим запасом (20% глубины головки). При этом «вклад» боковых панелей в суммарное звуковое давление громкоговорителя не превышает 1...3 дБ.

Конфигурация оформления оказывает значительное влияние на форму частотной характеристики на средних частотах, вызывая появление многочисленных пиков и провалов при неудачной конфигурации. На рис. 4.55 приведены частотные характеристики для разных конфигураций оформления. Наиболее благоприятной формой является сфера. Приведенные характеристики следует иметь в виду при выборе конфигурации оформления, хотя на практике редко можно применить благоприятную форму из числа показанных на рис. 4.55, кроме параллелепипеда. Из эстетических соображений размеры ящика в форме параллелепипеда часто выбирают так, чтобы размеры лицевой панели (длина и ширина) и глубины относились как $2:\sqrt{2}:1$.

Как уже отмечалось, размеры открытого акустического оформления довольно значительны. Рассчитаем размеры передней панели (S). Желательно иметь экран, который позволил бы выровнять звуковое давление на низших и средних частотах. Для этого случая с учетом влияния боковых панелей

$$S = 0{,}125c^2/(f_0^2 Q^2),$$

где c – скорость звука, м/с; f_0 – резонансная часто-

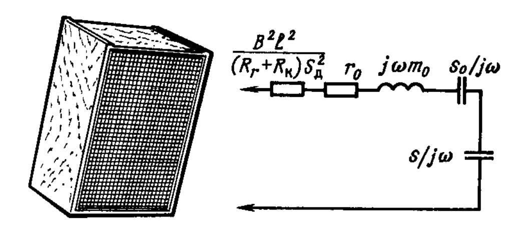


Рис. 4.56

та головки Гц; Q – добротность головки в открытом оформлении.

Обычно переднюю панель из экономических соображений выполняют меньших размеров, чем рекомендовано. Тогда на нижней граничной частоте воспроизводимого диапазона появится спад частотной характеристики на

$$N\,[дБ] = 10\lg\frac{S'}{S},$$

где S' – фактическая площадь экрана.

Закрытое акустическое оформление. Широко распространены для высококачественного воспроизведения как в нашей стране, так и за рубежом закрытые громкоговорители.

На рис. 4.56 представлен типичный закрытый громкоговоритель и его электрический аналог. Преимущество этого вида акустического оформления заключается в том, что задняя поверхность диффузора головки не излучает и, таким образом полностью отсутствует «акустическое замыкание». Недостаток – диффузоры их головок нагружены дополнительной упругостью объема воздуха в ящике. Наличие этой упругости приводит к повышению резонансной частоты ω_{01} подвижной системы головки в закрытом оформлении и, как следствие, к сужению снизу воспроизводимого диапазона частот. Значение дополнительной упругости объема воздуха $S_в$ может быть найдено следующим образом:

$$S_в = \gamma p_0 S_{эф}^2/V, \tag{4.3}$$

где γ – показатель адиабаты или отношение теплоемкости воздуха при постоянном давлении к его теплоемкости при постоянном объеме (для воздуха $\gamma = 1{,}4$); p_0 – постоянное атмосферное давление; $S_{эф}$ – эффективная площадь диффузора головки; V – внутренний объем ящика.

Эффективной считают 50...60% конструктивной площади диффузора. Для круглой головки с диффузором диаметром $dS_{эф} = 0{,}55S = 0{,}44d^2$. Это эквивалентно тому, что эффективный диаметр диффузора равен 0,8 конструктивного. Упругость воздуха $S_в$ складывается с собственной упругостью подвеса (гофра) подвижной системы головки S_0, и в результате резонансная частота головки в закрытом оформлении

$$\omega_{01} = \sqrt{\frac{S_0 + S_в}{m_0}} = \omega_0\sqrt{1 + \frac{S_в}{S_0}}, \tag{4.4}$$

где m_0 – масса подвижной системы головки.

Как видно из (4.3), упругость воздуха внутри ящика обратно пропорциональна его объему. Упругость подвижной системы можно также выразить через упругость некоторого эквивалентного объема воздуха $V_э$, имеющего упругость S_0. Отсюда резонансная частота головки в закрытом оформлении

$$\omega_{01} = \omega_0\sqrt{1 + V_э/V}.$$

Чтобы резонансная частота все же не была чрезмерно высокой, иногда применяют головки с более тяжелой подвижной системой, что позволяет несколько снизить резонансную частоту головки в закрытом оформлении, как это видно из (4.4). Однако следует иметь в виду, что увеличение массы подвижной системы снижает чувствительность громкоговорителя, как это видно из формулы для стандартного звукового давления:

$$P_{ст} = \frac{\rho a^2\omega}{\sqrt{40}\,m_0\omega_{01}}\sqrt{\frac{B^2l^2}{R_г + R_к}} \times$$
$$\times \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{01}^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right)^2}},$$

где ρ – плотность воздуха, равная 1,3 кГ/м^3; $R_г$ – выходное сопротивление усилителя (генератора), Ом; $R_к$ – активное сопротивление звуковой катушки, Ом; a – эффективный радиус головки, м.

Наиболее малой эффективностью обладают малогабаритные громкоговорители, у которых упругость воздуха внутри ящика существенно больше упругости подвижной системы головки. Такие громкоговорители, у которых упругость подвижной системы определяется упругостью воздуха внутри ящика, называют системами с компрессионным подвесом диффузора. Стандартное звуковое давление $P_{ст}$ компрессионной системы на частотах $\omega > \omega_{01}$, где $P_{ст}$ не зависит от частоты, определяют из выражения

$$P_{ст} = 2{,}65\cdot 10^{-3}\cdot\sqrt{f_{01}^3 V/Q_{01}},$$

где Q_{01} – добротность головки в закрытом акустическом оформлении.

В свою очередь, добротность головки в закрытом оформлении

$$Q_{01} = Q_0\sqrt{1 + V_э/V}.$$

Исследования показали, что добротность головок, предназначенных для закрытых громкоговорителей, не должна превышать 0,8...1. В противном случае головка получается «раздемпфированной». Это означает, что при подаче на нее напряжения музыкальной или речевой программы, кроме колебаний диффузора в такт с поданным напряжением, будут появляться колебания и с частотой, близкой к резонансной. Это будет проявляться в том, что к звучанию программы будет примешиваться звучание (гудение) этой частоты.

Отметим также, что, если головка помещена в закрытый ящик, ухудшается равномерность частотной характеристики в области средних и высших частот из-за резонансных явлений в материале ящика. Для их устранения внутреннюю поверхность ящика, особенно задней панели, покрывают звукопоглощающим материалом и заполняют им часть объема. Заполнением внутрен-

него объема рыхлым звукопоглощающим материалом преследуют и другую цепь – изменить термодинамический процесс сжатия – расширения воздуха в ящике. Без такого заполнения этот процесс носит адиабатический характер. Заполняя ящик рыхлым звукопоглощающим материалом, можно изменить адиабатический процесс на изотермический. В этом случае внутренний объем ящика как бы увеличивается в 1,4 раза, так как коэффициент γ в формуле (4.3), равный 1,4 для адиабаты, для изотермы равен 1. Соответственно снижается и резонансная частота громкоговорителя. Это снижение в пределе (для компрессионной головки) достигает $\sqrt{1{,}4}$, так как для нее можно пренебречь упругостью подвеса головки. В противном случае резонансная частота головки

$$\omega'_{01} = \omega_{01}\sqrt{\frac{1 + 0{,}75S/S_0}{1 + S/S_0}}.$$

На практике изотермический процесс сжатия – расширения воздуха внутри ящика достигается тогда, когда прекращается снижение резонансной частоты при добавлении новой порции звукопоглощающего материала. Исследования показали, что заполнять внутреннее пространство ящика более чем на 60% нецелесообразно.

Для быстрого расчета закрытых громкоговорителей удобен графический метод. По графикам на рис. 4.57–4.62 можно для заданной головки подобрать рациональное оформление и, наоборот, по заданному оформлению выбрать подходящую головку. Из рис. 4.58–4.62 выбирают те кривые, которые соответствуют добротности применяемой головки (от 0,4 до 0,8). На этих рисунках представлены семейства кривых зависимости $V/V_э$ от $\omega_{гр}/\omega_0$, где $\omega_{гр}$ – нижняя граничная частота воспроизводимого диапазона. Параметром служит значение спада частотной характеристики [дБ] на частоте $\omega_{гр}$. Справа на каждом графике нанесена дополнительная ось, по которой отложено значение $\sqrt{1 + V/V_э}$, соответствующее стандартному звуковому давлению закрытого громкоговорителя на горизонтальной части характеристики в виде

$$P_{ст} = A\sqrt{1 + V/V_э},$$

где $A = 2{,}65 \cdot 10^{-3}\sqrt{f_0^3 V/Q_0}$.

Пример. Есть головка с параметрами $Q_0 = 0{,}4$; $f_0 = 30$ Гц; $V_э = 100$ л. Находим $A = 2{,}65 \cdot 10^{-3} \times \sqrt{30^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3}/0{,}4} = 0{,}218$. Требуется подобрать для этой головки объем ящика V, при котором спад характеристики не превышает 6 дБ на граничной частоте $f_{гр} = 40$ Гц.

По рис. 4.58 из точки $\omega_{гр}/\omega_0 = 40/30 = 1{,}33$ на горизонтальной оси восстанавливаем ординату до пересечения с кривой «6 дБ» и из этой точки проводим прямую, параллельную оси абсцисс, до пересечения с осью $V/V_э$. Получаем $V/V_э = 0{,}95$. Отсюда $V = 0{,}95 \cdot V_э = 0{,}95 \cdot 100 = 95$ л. Этому значению $V/V_э$ соответствует по правой оси значение $\sqrt{1 + V/V_э} = 1{,}4$. Следовательно, $P_{ст} = 0{,}218 \cdot 1{,}4 = 0{,}3$ Па. По графику на рис. 4.57 находим отношение $\omega_{01}/\omega_0 = f_{01}/f_0 = 1{,}4$. Отсюда $f_{01} = 1{,}4 \cdot f_0 = 42$ Гц.

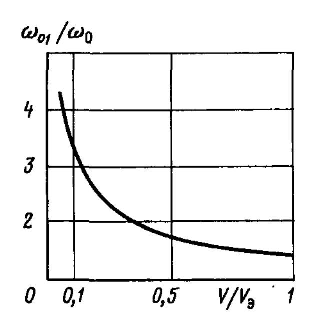


Рис. 4.57

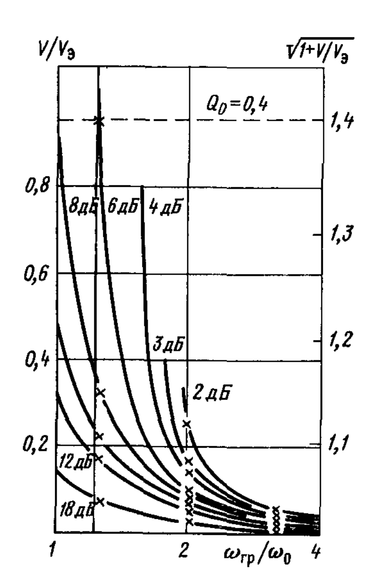


Рис. 4.58

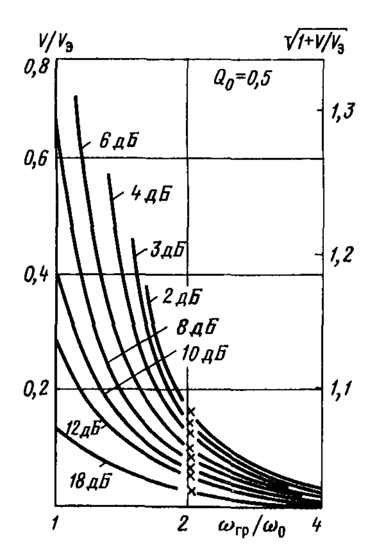


Рис. 4.59

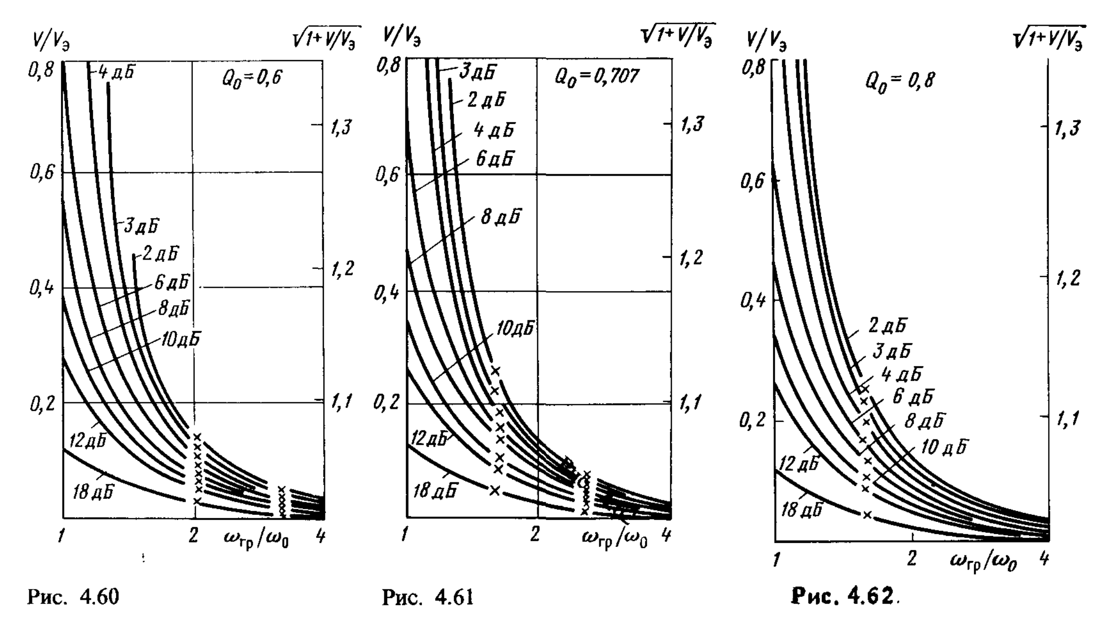


Рис. 4.60 Рис. 4.61 Рис. 4.62

По указанным графикам могут быть решены и другие задачи. Например, может быть найден спад характеристики на граничной частоте $f_{гр}$ для заданных головок и объема корпуса, может быть решена задача подбора головки из числа имеющихся. Во всех этих случаях ход расчета аналогичен приведенному.

В табл. 4.10 указаны параметры серийно выпускаемых громкоговорителей (в том числе и закрытых).

Громкоговоритель с фазоинвертором

Закрытые системы требуют большого объема корпуса для хорошего воспроизведения низших частот, поэтому получаются громоздкими и тяжелыми. Если же требуется закрытый громкоговоритель малых размеров, приходится мириться с тем, что «басов» у него при этом будет существенно меньше. В значительной степени этого недостатка можно избежать в громкоговорителе с фазоинвертором (ФИ). Его устройство показано на рис. 4.63. В передней панели его корпуса, где укреплена головка 1, имеется отверстие с трубкой 2 круглого или прямоугольного сечения. Упрощенная схема акустического аналога этой системы изображена на рис. 4.64. Здесь m – акустическая масса воздуха в отверстии или трубе ФИ, s – активное акустическое сопротивление в трубе ФИ.

Как видно из рис. 4.64, громкоговоритель с ФИ – сложная колебательная система. Благодаря этому и частотная характеристика модуля ее полного электрического сопротивления также сложнее, чем у закрытой системы, и имеет вид, представленный на рис. 4.65.

Принцип действия громкоговорителя с ФИ заключается в том, что благодаря наличию контура ms (правая ветвь на схеме аналога) звуковое давление в выходном отверстии трубы ФИ уже не противоположно по фазе звуковому давлению от передней поверхности диффузора низкочастотной головки, а сдвинуто на угол, в любом случае меньший 180°. Вследствие этого не происходит нейтрализации звукового давления от передней и задней поверхностей диффузора, как это имело место в открытых системах. При соответствующем подборе параметров головки, ящика и размеров трубы ФИ можно получить от громкоговорителя значительное улучшение воспроизведения низших частот по сравнению с закрытой системой. Для этого контур ФИ настраивают обычно на частоту, близкую к резонансной частоте применяемой головки. Исследования показали, что разность этих частот практически не должна превышать ±2/3 октавы.

Следует также иметь в виду, что для громкоговорителя с ФИ подходят головки только с низкой добротностью ($Q_0 \leqslant 0,6$). Иногда громкоговоритель не удается выполнить, например, если расчетная длина трубы превысит конструктивно допустимую. Однако в любом случае длина трубы должна быть меньше $\lambda_н/12$, где $\lambda_н$ – длина волны на резонансной частоте контура ms. Резонансную частоту $f_ф$ контура находят из следующего выражения:

$$f_ф = \frac{1}{2\pi}\sqrt{S/m}.$$

Звуковое давление $P_ф$ целесообразно определять не по абсолютной величине, а в сравнении со звуковым давлением соответствующей закрытой системы $P_з$, т. е. такой, которая имеет равный внутренний объем и одинаковую по всем параметрам головку. Это позволяет определить, какой выигрыш по звуковому давлению обеспечивает ФИ по сравнению с закрытой системой. Тогда

$$P_ф/P_з = A\dot{x}_ф/\dot{x}_0 = A|k|, \qquad (4.5)$$

Таблица 4.10. **Основные параметры отечественных бытовых громкоговорителей**

Громкоговоритель	Номинальная мощность, Вт	Максимальная (паспортная) мощность, Вт	Диапазон частот, Гц	Неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению, дБ	Среднее номинальное звуковое давление, Па	Среднее стандартное звуковое давление, Па	Номинальное электрическое сопротивление, Ом	Тип применяемых головок по ГОСТ 8010-84 (и их число)	Габаритные размеры (ширина, глубина, высота), мм	Объем, л	Масса, кг	Вид акустического оформления
3АС-503	3	4	100...10000	15	0,8	0,2	4	3ГД-38 (1)	210 × 150 × 280	9	4,5	С фазоинвертором
3АС-505	3	6	100...10000	16	0,8	–	4	3ГД-40 (1)	420 × 250 × 190	9,5	4,5	Открытая
3АС-506	3	6	100...10000	16	0,8	–	4	4ГД-35 (1)	260 × 363 × 122	–	3	–»–
6АС-215	6	10	63...18000	15	0,8	–	4	6ГД-6 (2) 3ГД-31	425 × 260 × 170	4,4	8	С фазоинвертором
6АС-216	6	20	63...18000	16	0,8	–	4	10ГД-34 (2) 3ГД-31	175 × 280 × 190	9,9	4	Закрытая
6АС-203	6	16	100...10000	18	0,8	0,3	8	4ГД-35 (2)	470 × 270 × 170	–	5	Открытая
6АС-208	6	10	63...18000	15	0,8	–	4	6ГД-6 (2) 3ГД-31	170 × 270 × 425	20	5	С лабиринтом
6АС-2	6	20	63...18000	20	–	0,1	4	6ГД-6 3ГД-31 (2)	300 × 158 × 158	8,4	3,3	Полочная, закрытая
10АС-201	10	20	63...18000	15	0,8	–	8	10ГД-30Б (2) 3ГД-31	425 × 272 × 234	6,4	7,5	Закрытая
10АС-203	10	10	63...18000	18	0,8	–	4	10ГД-36 (1)	420 × 270 × 300	8,1	8,5	–»–
10АС-209	10	25	63...18000	18	0,8	–	4	10ГД-34 (2) 3ГД-2	214 × 364 × 178	14	5	С фазоинвертором
15АС-204	15	25	63...18000	16	0,8	0,1	4	25ГД-26 (2) 3ГД-31	420 × 250 × 190	4,7	8	Закрытая
15АС-208	15	25	63...18000	16	0,8	–	4	156Д-14 (2) 3ГД-31	335 × 210 × 110	8	6	С пассивным излучателем
15АС-306	15	15	63...18000	16	0,8	–	4	15ГД-13 (2) 2ГД-36	180 × 120 × 115	–	2,6	«Мини»
25АС-102	25	35	40...20000	16	1,2	–	4	25ГД-26 6ГД-6 (3) 3ГД-31	480 × 280 × 230	34	13	Закрытая
25АС-109	25	35	40...20000	16	1,2	–	4	25ГД-26 15ГД-11 (3) 3ГД-31	480 × 285 × 266	36	13	–»–

Громкоговоритель	Номинальная мощность, Вт	Максимальная (паспортная) мощность, Вт	Диапазон частот, Гц	Неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению, дБ	Среднее номинальное звуковое давление, Па	Среднее стандартное звуковое давление, Па	Номинальное электрическое сопротивление, Ом	Тип применяемых головок по ГОСТ 8010-84 (и их число)	Габаритные размеры (ширина, глубина, высота), мм	Объем, л	Масса, кг	Вид акустического оформления
25АС-11	25	35	40...20000	16	–	–	4	25ГД-26 16ГД-11 (3) 3ГД-31	–	–	–	Активная
25АС-126	25	35	40...20000	16	1,2	–	4	25ГД-26 15ГД-11 (3) 3ГД-31	480 × 285 × 266	36	13	Закрытая
25АС-216	25	35	63...20000	16	0,8	–	4	25ГД-32 (2) 2ГД-36	210 × 150 × 140	2,1	4	«Мини»
35АС-001 35АС-012	35	90	25...20000	18	1,2	0,1	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10ГД-35	710 × 360 × 285	70	30	С фазоинвертором
35АС-008	35	70	25...20000	18	1,2	0,1	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 6ГД-13	710 × 396 × 355	14	36	Закрытая
35АС-018	35	70	25...20000	16	–	0,1	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10ГД-35	730 × 376 × 293	74	27	С фазоинвертором
35АС-013	35	–	25...20000	16	–	–	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10ГД-35	240 × 325 × 580	–	32	ЭМОС
35АС-015	35		25...25000	16	1,2	0,12	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10 ГД-35	355 × 300 × 688	74	27	С пассивным излучателем

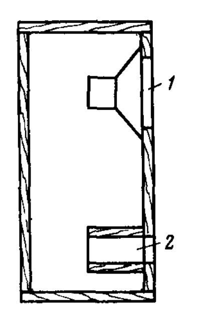


Рис. 4.63

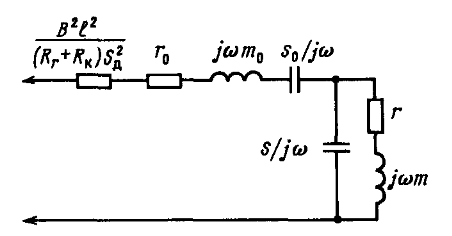


Рис. 4.64

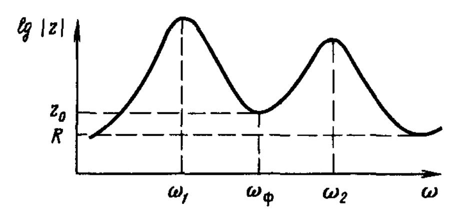


Рис. 4.65

где A частотно-независимый множитель; $\mathring{x}_0$– средняя объемная скорость поверхности диффузора в соответствующем закрытом оформлении; $\mathring{x}_ф$–суммарная объемная скорость на поверхности диффузора громкоговорителя и в отверстии фазоинвертора.

Выражение $P_ф$ имеет довольно сложный вид. Однако можно сказать, что качество работы громкоговорителя с ФИ определяется добротностью применяемой головки Q_0, внутренним объемом корпуса V и частотой настройки фазоинвертора $f_ф$. Кроме того, необходимо, чтобы добротность ящика и ФИ была достаточно большой ($Q_ф > 10$). Такая добротность ФИ может быть обеспечена тщательным выполнением ФИ (о чем речь пойдет далее) и выбором его параметров (D – диаметра трубы, l – длины трубы):

$$l = \frac{2{,}34 \cdot 10^3 D^2}{V f_ф^2} - 0{,}85D,$$

$$D = 1{,}82 \cdot 10^{-4} V f_ф^2 \left(\sqrt{\frac{1 + 6{,}15 \cdot 10^5}{V f_ф^3 Q_ф}} + 1 \right),$$

где $f_ф$ – резонансная частота ФИ (контура ms), определяемая по Z-кривым для ФИ как частота провала на $\omega_ф$ между пиками на частотах ω_1 и ω_2 (см. рис. 4.65). По этой же кривой можно контролировать значения $Q_ф$. Если $Q_ф > 10$, то пики на этих кривых будут примерно одинаковы по высоте и их уровень по отношению к уровню провала будет большим.

Для облегчения расчетов на рис. 4.66–4.69 представлен набор графических зависимостей (семейства частотных характеристик), построенных с помощью ЭВМ по формуле (4.5). Каждое семейство выполнено для фиксированных значений Q_0 и n.

Отметим, что на графики нанесены следующие относительные величины:

$t = \omega/\omega_0$ – относительная текущая частота;
$n = V_э/V$ – относительный объем ФИ;
$l = \omega_0/\omega_ф$ – относительная настройка ФИ.

На этих графиках: кривая 2 – частотная характеристика при настройке ФИ на резонансную частоту головки; 3 – то же, при настройке на треть октавы ниже резонансной частоты; 4 – при настройке на треть октавы выше резонансной частоты; 5, 6 – при настройке на две трети октавы ниже и выше резонансной частоты соответственно. Здесь же нанесены кривые соответствующих закрытых систем (кривые 1).

Пользуясь этими кривыми, можно до начала изготовления громкоговорителя оценить параметры проектируемой системы: выигрыш по звуковому давлению по сравнению с соответствующей закрытой системой, форму частотной характеристики и т. д.

В заключение рассмотрим несколько конструкций громкоговорителя с ФИ.

На рис. 4.70 показан внутренний вид конструкции объемом 90 л (780 × 460 × 250 мм). Диаметр низкочастотной головки 320 мм, диаметр трубы ФИ 70 мм, его длина 100 мм. Резонансная частота 30 Гц.

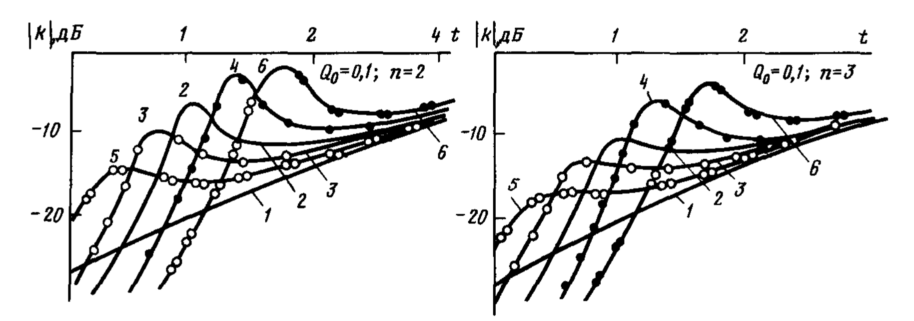


Рис. 4.66

Рис. 4.67

Рис. 4.68

Рис. 4.69

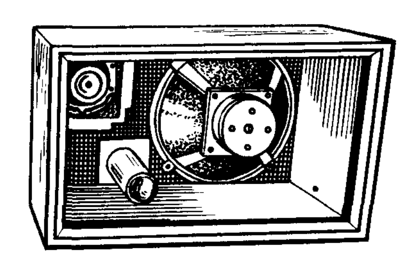


Рис. 4.70

На рис. 4.71 показан вид со стороны передней панели со снятой декоративной сеткой громкоговорителя фирмы Akai (Япония) с внутренним объемом 60 л. Диаметр отверстия ФИ составляет 75 мм, номинальный диапазон частот 25 Гц...21 кГц (а – с головками прямого излучения; б – с рупорной высокочастотной головкой; в – отдельно рупорная высокочастотная головка).

На рис. 4.72 схематически показана конструкция громкоговорителя фирмы Hitachi (Япония). Кроме высокочастотной 1, среднечастотной 2, низкочастотной 3, в корпусе имеется еще одна низкочастотная головка 4, укрепленная на горизонтальной панели, причем головка непосредственно не излучает в окружающее пространство, а излучение идет через фазоинверторную щель 5 на ее резонансной частоте.

На рис. 4.73 показан вид комбинированного громкоговорителя фирмы Altec Lansing (США) с фазоинверторным отверстием прямоугольной фор-

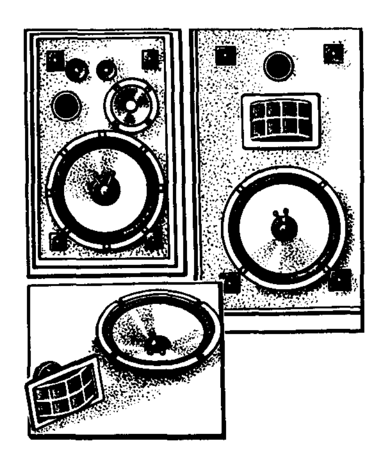


Рис. 4.71

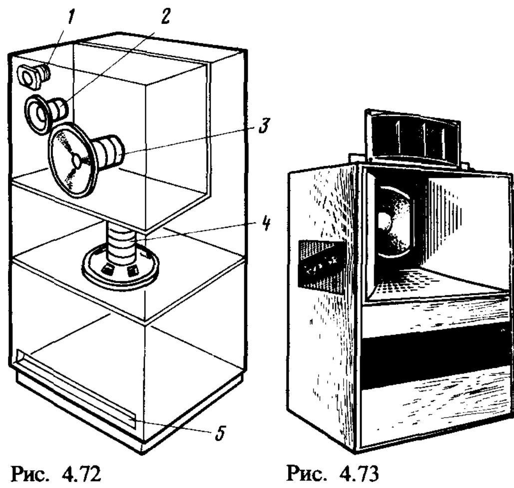


Рис. 4.72 Рис. 4.73

мы в нижней части ящика. Высокочастотное звено выполнено в виде секционированного рупора; низкочастотная головка также нагружена на рупор.

Пример расчета. Есть головка 50ГД-4 ($f_0 = 25$ Гц, $Q_0 = 0{,}3$, $V_э = 150$ л, $d = 25$ см) и $Q_ф = 20$. Необходимо найти параметры громкоговорителя с ФИ для получения максимально ровной частотной характеристики в области низших частот.

Рассмотрим рис. 4.67 для случая $Q_0 = 0{,}3$. При $n = 1$, т.е. когда внутренний объем ящика равен 150 л, кривые наиболее приемлемы, но необходимо еще сделать выбор относительно настройки ФИ. Можно выбрать кривую, соответствующую настройке ФИ на частоту на 1/3 октавы ниже резонансной частоты головки, т.е. на 20 Гц. Частотная характеристика в этом случае равномерно понижается в область низших частот со спадом 3...4 дБ до частоты $0{,}8f_0$.

При необходимости расширить частотную характеристику в области более низких частот следует выбрать кривую, соответствующую настройке на частоту на 2/3 ниже резонансной частоты головки, т.е. на частоту 16 Гц. В этом случае частотная характеристика равномерно понижается со спадом 7...8 дБ до частоты $0{,}65f_0$. Эти две кривые наиболее приемлемы. Можно рассмотреть кривые при $n = 2$, т.е. когда внутренний объем равен 75 л, но полученный результат будет значительно скромнее.

Итак, выбираем кривую, которая соответствует следующим параметрам: $f_ф = 20$ Гц, $V = 150$ л.

Далее определим параметры трубы фазоинвертора:

$$D = 1{,}82\cdot10^{-4}\cdot150\cdot10^{-3}\cdot20^2 \times$$
$$\times\sqrt{1 + 6{,}15\cdot10^5/150\cdot10^{-3}\cdot20^3\cdot20 + 1} =$$
$$= 6{,}72\cdot10^{-2}\ \text{м} = 6{,}7\ \text{см};$$
$$l = 2{,}34\cdot10^3\cdot6{,}73^2\cdot10^{-4}/(150\cdot10^{-3}\cdot20^2) -$$
$$- 0{,}85\cdot6{,}73\cdot10^{-2} = 12\cdot10^{-2}\ \text{м} = 12\ \text{см}.$$

Проверим, не превышает ли длина трубы ФИ конструктивно допустимого значения. Если принять внутренние размеры ящика равными $0{,}8 \times 0{,}5 \times 0{,}37$ м^3, то видно, что длина трубы не превышает конструктивно допустимого значения. По критерию $l < \lambda_н/12$ длина трубы также допустима, так как в рассмотренном случае $\lambda_н/12 = 1{,}42$ м.

Громкоговоритель с пассивным излучателем

Одной из разновидностей фазоинверторной АС является система с пассивным излучателем (ПИ), которая отличается от закрытой наличием дополнительной (пассивной) подвижной системы, в простейшем случае – низкочастотной головки без катушки и магнитной цепи (рис. 4.74): *а* – головка прямого излучения; *б* – пассивный излучатель. Диффузор пассивной головки колеблется в результате колебаний воздуха в закрытом ящике, возбуждаемых основной головкой, и излучает звуковые волны в области низших частот. Суммарное звуковое давление, развиваемое громкоговорителем с ПИ на низших частотах, может быть значительно большим, чем от закрытого, при равном объеме ящика и с той же низкочастотной головкой.

По принципу действия громкоговоритель с ПИ сходен с фазоинверторным. Единственное различие состоит в том, что масса воздуха в трубе ФИ заменена массой подвижной системы ПИ. Изменяя массу подвижной системы ПИ, можно значительно проще изменять его резонанс-

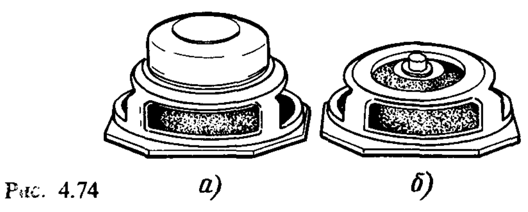


Рис. 4.74 *а)* *б)*

ную частоту, чем у ФИ. Кроме того, как отмечалось, громкоговоритель с ФИ имеет ряд конструктивных ограничений.

Громкоговоритель с ПИ свободен от этих недостатков, поскольку его настройка практически на любую частоту резонанса $f_{пи}$ массой m и гибкостью S пассивной головки, а также гибкостью объема воздуха внутри ящика $S_в$ не вызывает затруднений. Здесь

$$f_{пи} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{S + S_в}{m}} = f_п\sqrt{\frac{S_в}{S}},$$

где $f_п$ – резонансная частота собственно пассивной головки.

Принцип использования пассивного излучателя для повышения уровня звукового давления известен с 1935 г, но практические конструкции стали появляться лишь в 70-х гг. Это конструкции Kenwood (Япония), Selection (Англия), Ohm (США).

При расчете громкоговорителя с ПИ так же, как и в случае с ФИ, целесообразно находить не абсолютное значение звукового давления, а значение, сравнительное со звуковым давлением соответствующей закрытой системы, т. е.

$$P_п/P_з = A\dot{x}_п/\dot{x}_з = A|k|, \qquad (4.6)$$

где $P_п$ – звуковое давление, развиваемое системой с ПИ; $\dot{x}_п$ – суммарная объемная скорость поверхности диффузора основной и пассивной головок.

В основу расчета громкоговорителя положена схема ее акустического аналога, изображенная на рис. 4.75. Здесь r_0 – активные потери в головке; r – активные потери в ПИ.

Выражение $P_п$ имеет еще более сложный вид, чем $P_ф$. Однако можно показать, что состояние системы может быть описано пятью параметрами: n, l, Q, p, $Q_п$. Здесь кроме параметров, описывающих систему с ФИ, появился параметр $p = S_в/S$, характеризующий относительную упругость подвеса пассивного излучателя, т. е. отношение упругости воздуха внутри ящика к упругости подвеса пассивного излучателя. Добротность ФИ заменяется добротностью пассивного излучателя:

$$Q_п = \omega_п m/r.$$

Исследования показали, что число переменных может быть сокращено до четырех, так как значение $Q_п$ может быть выбрано фиксированным и при $Q_п > 5$ практически не влияет на получаемые результаты. Таким образом, характеристики громкоговорителя с ПИ зависят от добротности основной головки, объема ящика, настройки пассивного излучателя и упругости его подвеса при условии поддержания добротности ПИ $Q_п > 5$. Для облегчения расчетов громкоговорителя с ПИ на рис. 4.76, 4.77 представлены в качестве примера некоторые семейства частотных характеристик, полученные с помощью ЭВМ. Каждое семейство выполнено для фиксированных значений Q, $Q_п$, n, различных значений настройки ПИ и относительных упругостей его подвеса. Кривая 1 соответствует закрытой системе; кривая 2 соответствует p = 2, l = 2; 3 – p = 3, l = 3; 4 – p = 2, l = 3; 5 – p = 3, l = 2; 6 – p = 0,5; l = 1; 7 – p = 1, l = 1; 8 – p = 2, l = 1.

Как видно из приведенных кривых, обычно пассивный излучатель настраивают на частоту в 2...3 раза ниже резонансной частоты головки в отличие от настройки ФИ, резонансная частота которого может лишь незначительно отличаться от резонансной частоты головки. Что касается добротности используемых головок, то она может выбираться в интервале 0,2...0,8 и связана с объемом ящика. Чем меньше объем, тем меньшую добротность головки необходимо выбирать.

С помощью этих кривых могут быть решены различные задачи. Например, задавшись желательной формой частотной характеристики, типом головки и предположительным объемом ящика, выбирают параметры ПИ (его массу и гибкость). Если желаемая форма частотной характеристики не получается, то проще всего – увеличить объем ящика. Однако могут возникнуть такие сочетания добротности головки и

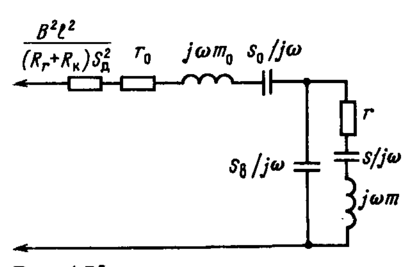
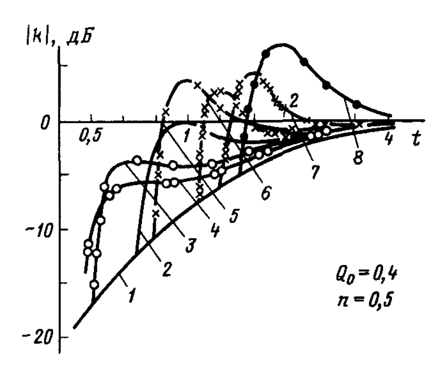


Рис. 4.75



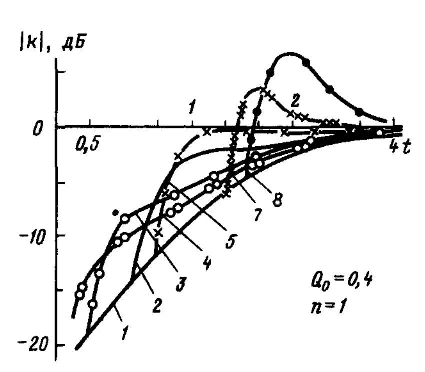
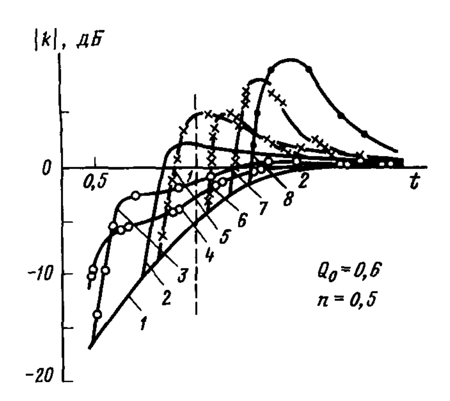


Рис. 4.76



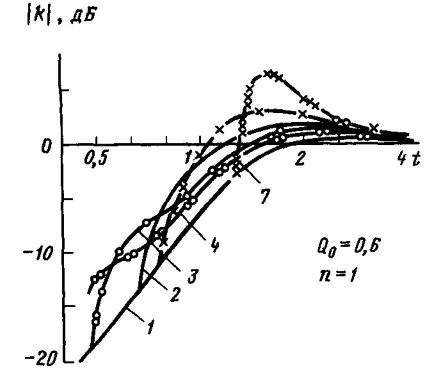


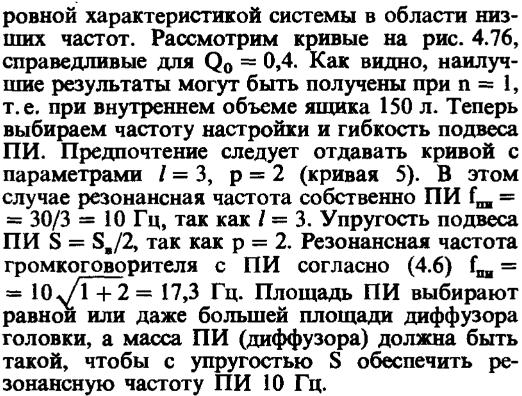
Рис. 4.77

объема, при которых получить желаемую форму частотной характеристики затруднительно.

В качестве примера рассмотрим двухполосный громкоговоритель 10АС-10 с ПИ, изображенный схематически на рис. 4.78. В громкоговорителе работает низкочастотная головка 2 10ГД-34 (диаметром 105 мм) и высокочастотная 3-3ГД-31. Передняя панель-квадратная (315 × 315 мм). Корпус имеет малую глубину (125 мм). Пассивный излучатель 1 представляет собой диффузор конусной головки диаметром 140 мм с добавочной массой (грузом). Резонансная частота головки 54 Гц, резонансная частота пассивного излучателя 15 Гц.

Известны попытки повысить эффективность работы громкоговорителей с ПИ. На рис. 4.79 изображена такая система. В ней два закрытых объема V_1 и V_2. Головка 3 возбуждает объем V_1. Пассивный излучатель 1 поверхностью 4 возбуждает объем V_1, а поверхностью 2-объем V_2, который целиком заполнен звукопоглощающим материалом. Благодаря наличию объема V_2 и связи с ним ПИ снижается резонансная частота системы и улучшается форма ее частотной характеристики.

Пример расчета. Пусть имеется условная головка с параметрами: $f_0 = 30$ Гц, $Q_0 = 0,4$; $V_э = 150$ л. Необходимо найти параметры громкоговорителя с ПИ для случая с максимально


ровной характеристикой системы в области низших частот. Рассмотрим кривые на рис. 4.76, справедливые для $Q_0 = 0,4$. Как видно, наилучшие результаты могут быть получены при n = 1, т.е. при внутреннем объеме ящика 150 л. Теперь выбираем частоту настройки и гибкость подвеса ПИ. Предпочтение следует отдавать кривой с параметрами $l = 3$, $p = 2$ (кривая 5). В этом случае резонансная частота собственно ПИ $f_{пи} = 30/3 = 10$ Гц, так как $l = 3$. Упругость подвеса ПИ $S = S_в/2$, так как p = 2. Резонансная частота громкоговорителя с ПИ согласно (4.6) $f_{пи} = 10\sqrt{1+2} = 17,3$ Гц. Площадь ПИ выбирают равной или даже большей площади диффузора головки, а масса ПИ (диффузора) должна быть такой, чтобы с упругостью S обеспечить резонансную частоту ПИ 10 Гц.

Параметры современных отечественных серийно выпускаемых громкоговорителей (в том числе с ПИ) указаны в табл. 4.10.

Изготовление корпусов громкоговорителей

Для получения от громкоговорителя высококачественного звучания его необходимо не только правильно рассчитать, но и тщательно изготовить. Здесь даны рекомендации, которые позволят избежать наиболее часто встречающихся ошибок.

В любом акустическом оформлении-ящике-прежде всего следует избегать каких-либо щелей или отверстий, за исключением, разумеется, от-

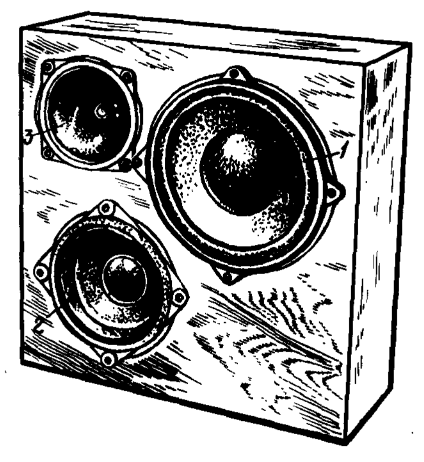


Рис. 4.78

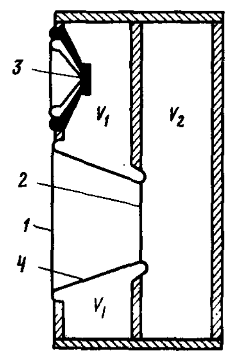


Рис. 4.79

верстий в задней панели открытой системы. Особенно недопустимы они на передней панели, поскольку могут стать причиной акустического «короткого замыкания» и оформление практически не будет работать, что приведет к резкому ухудшению воспроизведения низших частот. Поэтому, в частности, рекомендуется устанавливать головки на переднюю панель через уплотняющую кольцевую прокладку из микропористой (губчатой) резины, резиновой трубки, пенопласта и т. д. Это способствует также уменьшению вибраций панели при работе головки. Уплотнением могут служить и картонные дужки, имеющиеся на головках малой мощности, необходимо только уплотнить щели между ними.

Головки обычно крепят к оформлению с помощью винтов, шурупов или специальных шпилек. Головки не следует притягивать к корпусу слишком сильно, так как это может вызвать перекос диффузородержателя и подвижной системы. В открытой системе не рекомендуется загораживать заднюю сторону диффузора головки деталями электрической схемы. Электронный блок в открытой системе должен занимать не более 25...30% внутреннего объема ящика. Несоблюдение этого требования приводит к снижению звукового давления, развиваемого акустической системой.

Материал ящика должен обеспечивать жесткость панелей, особенно передней. Наиболее подходящие материалы – деревянная доска, фанера, древесно-стружечная плита. Чем больше размеры ящика, больше мощность головки, тем более толстый материал должен быть применен. Так, для высококачественных громкоговорителей объемом 50...100 л толщина панелей, особенно передней, к которой крепят головки, не должна быть менее 20 мм.

Акустическое оформление рассчитывают исходя из размеров низкочастотных или широкополосных головок. Высоко- и среднечастотные головки могут быть помещены в тот же ящик, но отделены акустически (выделены в отдельный отсек или закрыты сзади колпаками). Диаметр отверстия для головки должен быть равен диаметру диффузора, включая и гофр, чтобы исключить возможность касания гофром панели при колебаниях подвижной системы головки.

Диффузор головки необходимо защитить от случайного механического повреждения, прикрыв отверстие под декоративной тканью металлической или пластмассовой сеткой с ячейками 5...8 мм. Следует отметить, что облицовочные и декоративные элементы часто оказывают отрицательное влияние на частотную характеристику головки. Плотная ткань ухудшает звуковоспроизведение в области средних и высших звуковых частот. Значительное влияние может оказать декоративный материал, закрывающий отверстие фазоинвертора. Толстые решетки и жалюзи могут иногда вызывать резонансные явления, и в частотной характеристике головки появятся дополнительные пики и провалы.

Как уже отмечалось, средне- и высокочастотная головки при установке в общем оформлении с низкочастотной головкой должны быть закрыты сзади колпаками, которые можно изготовить из фанеры, пластмассы или металла. Такой колпак устраняет акустическое воздействие на головки со стороны низкочастотной. Колпак должен плотно прилегать к панели. Щели в нем и между ним и панелью недопустимы. Для заделки щелей можно использовать полосы пористой резины или поролона. При изготовлении громкоговорителя с ФИ, кроме того, необходимо проконтролировать, чтобы труба ФИ плотно входила в переднюю панель оформления, а имеющиеся щели были заделаны.

При самостоятельном изготовлении ящика трудности выполнения чистого шипового соединения панелей, особенно из древесно-стружечной плиты, можно обойти, связывая их деревянными брусьями или отрезками металлического уголкового проката. И брусья, и уголки устанавливают обязательно либо на клею, либо на уплотняющей мастике и крепят шурупами (или винтами).

После изготовления ящика приступают к отделке внешней поверхности. Часто применяют фанерование панелей шпоном ценной древесины с последующей полировкой. Однако такая работа требует высокой квалификации. Поэтому для упрощения работы можно рекомендовать использовать для изготовления ящика фанерованные древесно-волокнистые плиты. Проще покрыть поверхность ящика самоклеющейся декоративной пленкой с рисунком ценных пород дерева.

Ящик должен быть жестким, иначе он будет вибрировать при работе мощной головки. Чрезмерная вибрация снижает звуковое давление от системы и увеличивает суммарный коэффициент гармоник в области низших частот. Кроме того, вибрация порождает призвуки, искажающие основной сигнал. В целях борьбы с вибрацией рекомендуют устанавливать низкочастотную головку на мягкую кольцевую прокладку. Ее можно вырезать из губчатой резины, войлока, жесткого поролона. Это позволяет снизить уровень вибрации ящика на низших частотах на 15...20 дБ. Необходимо следить, чтобы крепящие головку болты не соприкасались непосредственно с диффузородержателем. Для этого на болты надевают резиновые трубки, а под головки болтов и гайки устанавливают шайбы из губчатой резины.

Одним из основных способов борьбы с вибрацией ящика служит увеличение толщины его стенок. Наибольшая разница в уровне вибрации наблюдается при увеличении толщины от 4 до 8 мм. Средний уровень ускорения при колебании толщины стенок на низших частотах уменьшается на 40...45 дБ, а при увеличении их толщины от 14 до 20 мм – всего на 5 дБ. Таким образом, существует такое значение толщины стенок, при котором дальнейшее их увеличение практически не влияет на характер частотной характеристики. Однако оптимальное значение непостоянно и зависит от размеров ящика и мощности головки. Отметим также, что влияние толщины панелей существенно сказывается на интенсивности вибраций на частотах до 1000 Гц. На более высоких частотах амплитуда вибраций незначительна. Увеличение толщины оказывает наибольшее влияние на вибрацию верхней и задней панелей.

Другой способ борьбы с вибрацией заключается в нанесении вибропоглощающего покрытия на внутреннюю поверхность ящика. На низших частотах при нанесении покрытия не только

увеличивается на 5...10 дБ уровень звукового давления, но и частотная характеристика становится более равномерной. В качестве вибропоглощающего покрытия применяют, например, мастику ВМ, пластмассу «Агат» и т. д.

Звукопоглощающий материал для заполнения внутреннего объема ящика обязательно должен быть пористым. Чаще всего применяют такие материалы, как хлопчатобумажная, минеральная, стеклянная или капроновая вата, поролон, войлок и т. д. Толщина звукопоглощающего слоя, например, из ваты должна быть не менее 20...30 мм.

Звукопоглощающий материал оформляют в виде матов. На куске марли раскладывают вату ровным слоем, накрывают другим куском марли и равномерно простегивают суровой ниткой. Маты крепят к внутренней поверхности ящика гвоздями или шурупами. Если нет возможности уложить много звукопоглощающего материала, то им покрывают заднюю панель и углы ящика. Лучше всего материал нанести на все панели, за исключением передней. Для предохранения головки от попадания в нее звукопоглощающего материала на нее рекомендуется надевать специальный чехол из акустически прозрачной ткани, например бязи.

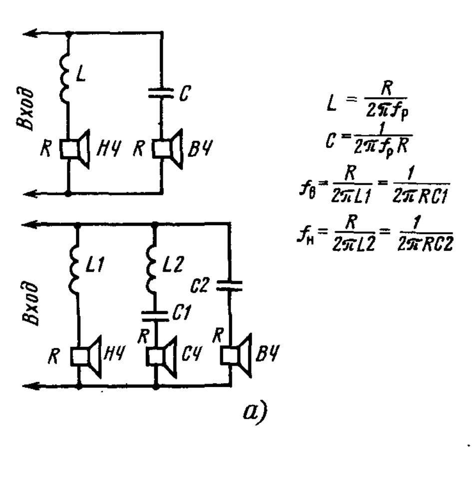
Удобно применять в качестве звукопоглощающего материала листовой поролон (пенополиуретан) толщиной 20...50 мм. Отмечено, что, если укреплять звукопоглощающий материал на расстоянии 20...50 мм от внутренней поверхности ящика, звукопоглощение на низких частотах увеличивается. Хорошие результаты дает подвешивание звукопоглотителя в виде валика поперек ящика. Размещая звукопоглощающий материал в корпусе ФИ вблизи отверсия трубы, нужно помнить, что чрезмерно сильное демпфирование может привести к прекращению действия ФИ. Размещение же этих материалов в отверстии или трубе ФИ недопустимо.

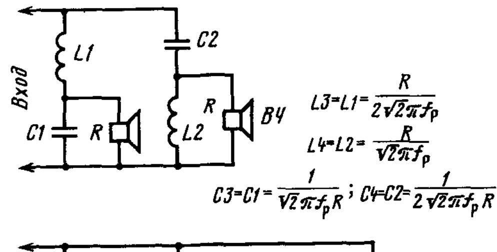
Разделительные фильтры

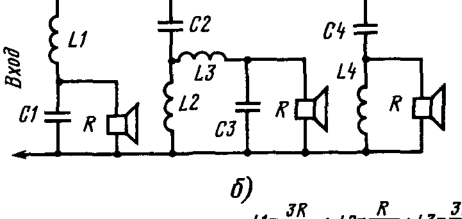
В многополосных громкоговорителях головки, предназначенные воспроизводить разные части частотного диапазона, включают через разделительные фильтры. Их назначение заключается в том, чтобы пропускать к каждой головке напряжение только своей частотной полосы. Эти фильтры различают по крутизне спада за пределами высшей или низшей граничной частоты.

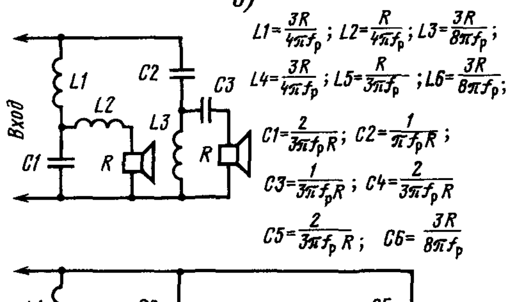
Обычно применяют фильтры с крутизной спада 6, 12 или 18 дБ/октава. По структуре их разделяют на двух- и трехполосные фильтры. Исходной информацией для расчета служат частота разделения и сопротивление головки в рабочей полосе. На рис. 4.80, *а–в* показаны схемы разделительных фильтров с крутизной спада соответственно 6, 12 и 18 дБ/октава. В верхней части каждого из рисунков приводится схема фильтра для двухполосной акустической системы, а в нижней – для трехполосной. На каждом рисунке приведены также формулы для определения элементов этих фильтров. (Значения емкостей, индуктивности и сопротивления в расчетных формулах – в фарадах, генри и омах соответственно.) Конденсаторы для фильтров обычно выбирают типа МБГО.

Катушки наматывают на каркасах без магнитопровода (во избежание искажений, обусловленных его перемагничиванием). Практически









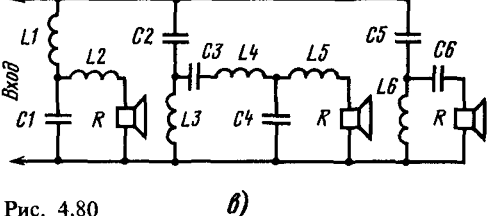


Рис. 4.80 *в)*

оптимальная конструкция (с максимумом отношения индуктивности к активному сопротивлению) получается, когда внутренний диаметр обмотки вдвое, а внешний – в 4 раза больше ее высоты h, причем внешний диаметр в 2 раза больше внутреннего. При этих условиях $h = \sqrt{\frac{8{,}66L}{R}}$, где h, мм, L, мкГн, R, Ом. Длина провода $l = 187{,}3\sqrt{Lh}$, м; число витков $N = 19{,}88\sqrt{L/h}$, диаметр провода (без изоляции) $d = 0{,}84h/\sqrt{N}$, мм; масса провода $m = (h^3/21{,}4) \times 10^{-3}$, кг.

Пример. Определить параметры катушки индуктивностью 3,37 мГн разделительного фильтра, нагруженного головкой сопротивлением 15 Ом.

Активное сопротивление катушки фильтра выбираем равным 5% сопротивления головки. Это соотношение можно считать вполне приемлемым. Тогда $R = 0{,}05 \cdot 15 = 0{,}75$ Ом, откуда $L/R = 3{,}37 \cdot 10^3/0{,}75 = 4500$.

Высота обмотки катушки $h = \sqrt{4500/8{,}66} = 24{,}5$ мм, длина провода $l = 187{,}3\sqrt{3{,}37 \cdot 10^3 \cdot 24{,}5} = 5{,}35 \cdot 10^4$ мм = 53,5 м; число витков $N = 19{,}88\sqrt{3{,}37 \cdot 10^3/24{,}5} = 233$; диаметр провода $d = 0{,}84 \cdot 24{,}5\sqrt{233} = 1{,}35$ мм; масса провода $m = (24{,}5^3/21{,}4)\,10^{-3} = 0{,}69$ кг.

Полученные числа должны быть округлены и в первую очередь диаметр провода до ближайшего стандартного. Окончательно индуктивность подгоняют путем измерения на мостике, отматывая от катушки по несколько витков (в катушку наматывают провод с некоторым запасом по числу витков).

Катушки наматывают на пластмассовых, деревянных или картонных каркасах. Применяют и бескаркасную намотку. Для того чтобы в последнем случае катушка не развалилась, витки бескаркасной катушки промазывают клеем БФ-4 и, если есть возможность, запекают в термостате при температуре 140...160°С в течение часа. Если такой возможности нет, катушку сушат при комнатной температуре в течение суток.

Смонтированный на жесткой плате фильтр укрепляют внутри ящика громкоговорителя.

Все электрические соединения должны быть хорошо пропаяны во избежание появления шороха и треска при работе громкоговорителя.

Измерение параметров громкоговорителей

Параметры громкоговорителя разделяют на две основные группы: электроакустические и электрические. Первые, хотя и несут наибольшую информацию, вместе с тем и наиболее сложны, так как для их измерения требуется не только сложная аппаратура, но и специальные условия, которыми располагают только хорошо оснащенные специализированные организации.

Более доступны электрические измерения. Они дают возможность проверить акустическую систему на отсутствие дребезжания, определить ее сопротивление, резонансную частоту, добротность, эквивалентный объем. Для выполнения электрических измерений необходимо иметь лишь звуковой генератор, усилитель и электронный вольтметр. Испытуемый громкоговоритель подключают к выходу усилителя, а ко входу – звуковой генератор. Изменяя частоту настройки генератора при напряжении, соответствующем номинальной мощности громкоговорителя, на слух контролируют отсутствие дребезжания. Электрическое сопротивление на какой-то частоте определяют по Z-характеристике (см. рис. 4.54). Само измерение состоит в подборе такого сопротивления, чтобы при переключении вольтметра с него на испытуемую головку или громкоговоритель показания вольтметра не менялись. Этому значению и равен модуль полного электрического сопротивления головки или громкоговорителя любого типа. Резонансную частоту определяют по максимуму модуля полного электрического сопротивления головки или громкоговорителя в открытом или закрытом ящике. Резонансная частота громкоговорителя с ФИ находится на частоте $f_ф$ (см. рис. 4.65), т. е. на провале частотной характеристики между двумя горбами.

Для определения эквивалентного объема головки сначала определяют ее резонансную частоту без оформления, а затем ту же частоту после установки головки в закрытый ящик известного объема. Тогда эквивалентный объем будет

$$V_э = V(f_{01}^2/f_0^2 - 1).$$

Например, если резонансная частота головки равна 30 Гц, а при установке головки в закрытый ящик объемом 100 л увеличивается до 45 Гц, то эквивалентный объем головки будет равен

$$V_э = 100(45^2/30^2 - 1) = 125 \text{ л}.$$

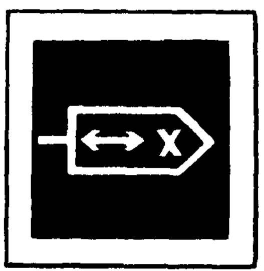
Несколько сложнее определить добротность. Пользуясь схемой на рис. 4.54, нужно найти сопротивление R испытуемой головки на весьма низкой частоте (или на постоянном токе) и на резонансной частоте Z_0. Изменяя частоту, найдем ее значения f_1, f_2, при которых сопротивление равно Z_1. Тогда искомая добротность будет

$$Q = \sqrt{\frac{R}{Z_0}}\frac{f_0 f_1}{f_0^2 - f_1^2}.$$

Например, пусть сопротивление R громкоговорителя на весьма низкой частоте равно 4 Ом, а на резонансной $f_0 = 30$ Гц, $Z_0 = 16$ Ом. На частоте $f_1 = 20$ Гц сопротивление равно Z_1. Тогда

$$Q = \sqrt{\frac{4}{16}}\,\frac{30 \cdot 20}{30^2 - 20^2} = 0{,}6.$$

Отметим, что этот способ определения резонансной частоты и добротности справедлив и для открытых, и для закрытых акустических систем. Для громкоговорителя с ФИ и с ПИ простое понятие добротности становится некорректным и поэтому ее не имеет смысла определять. Однако и в этих случаях по частотной характеристике модуля полного электрического сопротивления можно судить о степени эффективности этих громкоговорителей, как это было указано ранее.



МАГНИТНАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ

РАЗДЕЛ 5

Содержание

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Классификация, параметры и характеристики магнитофонов

Бытовые магнитофоны подразделяют на катушечные и кассетные. Катушечные магнитофоны работают с магнитной лентой шириной 6,25 мм, размещенной в открытых катушках рабочим слоем внутрь рулона, кассетные – с магнитной лентой шириной 3,81 мм, находящейся в компакт-кассете рабочим слоем иаружу. Расположение дорожек на ленте стереофонического катушечного магнитофона показано на рис. 5.1, стереофонического кассетного – на рис. 5.2,*а*, монофонического кассетного – на рис. 5.2,*б*.

По основным параметрам магнитофоны подразделяются на пять групп сложности: 0 (высшая) 1, 2, 3, 4. У катушечных аппаратов основная номинальная скорость магнитной ленты установлена 19,05 см/с, дополнительная 9,53 см/с; у кассетных основная скорость ленты 4,76 см/с. Нормы ГОСТ 24863–81 на параметры

Начало 1-я дорожка Левый канал Конец

Конец 2-я дорожка Правый канал Начало

Начало 3-я дорожка Правый канал Конец

Конец 4-я дорожка Левый канал Начало

1+0,1 4,5+0,1 6,25+0,05

Рис. 5.1

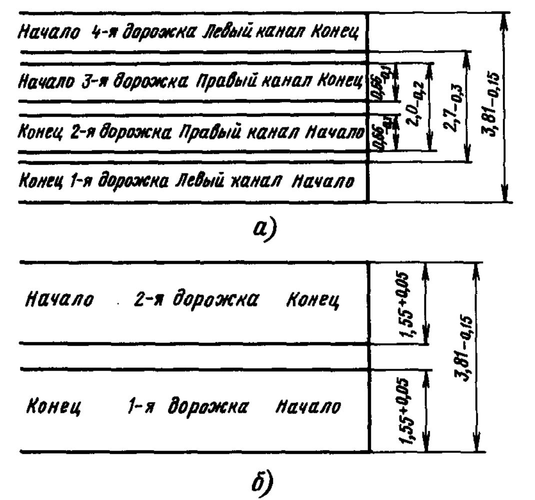


Рис. 5.2

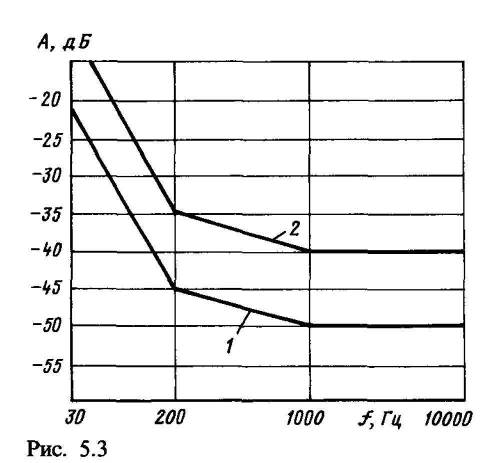


Рис. 5.3

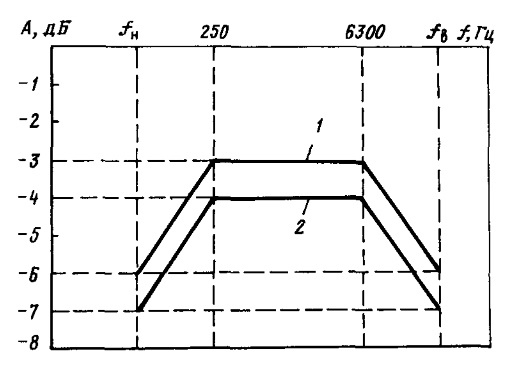


Рис. 5.4

магнитофонов приведены в табл. 5.1. Они должны обеспечиваться на основной скорости. Относительный уровень проникания с соседних дорожек фонограммы (дорожек, содержащих запись другой фонограммы) не должен превышать значений, ограниченных линией 1 на рис. 5.3 для магнитофонов групп сложности 0,1 и линией 2 для магнитофонов групп сложности 2–4. Поля допусков на АЧХ каналов воспроизведения по измерительной ленте и каналов записи-воспроизведения показаны на рис. 5.4. Поля ограничены линией 1 для магнитофонов групп сложности 0,1 и линией 2 для магнитофонов сложности 2–4 ($f_н$ и $f_в$ – низшая и высшая граничные частоты рабочего диапазона, см. табл. 5.1).

Амплитудно-частотная характеристика магнитного потока короткого замыкания при записи на магнитофоне синусоидальных сигналов постоянной амплитуды должна соответствовать, сумме частотных зависимостей полного сопротивления параллельного RC-контура с постоянной времени τ_1 и полного сопротивления последовательного RC-контура с постоянной времени τ_2. Вид частотной характеристики N (в дБ)

Таблица 5.1. **Основные параметры катушечных и кассетных магнитофонов**

Параметр	Норма по группам сложности								Минимальные требования к магнитофонам категории Hi—Fi
	Катушечные магнитофоны			Кассетные магнитофоны					
	0	1	2	0	1	2	3	4	
Отклонение скорости магнитной ленты от номинальной, %, не более	±1	±1,5	±2	±1,5	±1,5	±2,0	±2,0	±2,0	±1,5
Коэффициент детонации, %, не более	0,08	0,1	0,15	0,12	0,15	0,2	0,3	0,4	0,2
Рабочий диапазон частот канала записи-воспроизведения, Гц, не уже:									
для стационарных магнитофонов	31,5...22000	31,5...20000	40...18000	31,5...20000	31,5...18000	40...14000	40...12500		40...12500
для переносных магнитофонов	–	–	–	–	–	63...12500	63...10000	63...10000	

Коэффицинет гармоник канала записи-воспроизведения, %, не более	1,5	2	3	2	2,5	3	4	5	3
Относительный уровень шумов и помех в канале записи-воспроизведения, дБА, не более									
для стационарных магнитофонов	–60	–58	–54	–56	–56	–54	–48	–	–56
для переносных магнитофонов	–	–	–	–	–	–50	–48	–46	
Относительный уровень проникания из одного стереоканала в другой, дБ, не более									
в диапазоне частот 250...6 300 Гц	–22	–22	–20	–20	–20	–20	–18	–18	–20
на частоте 1 000 Гц	–30	–28	–26	–26	–26	–26	–25	–25	–26
Относительный уровень стирания, дБ, не более									
для стационарных магнитофонов	–70	–65	–65	–70	–65	–65	–60	–	–65
для переносных магнитофонов	–	–	–	–	–	–65	–60	–60	
Рассогласование АЧХ стереоканалов в диапазоне частот 250...6 300 Гц, дБ, не более	2	2	3	2	2	3	4	4	2
Коэффициент паразитной амплитудной модуляции, %, не более	–	–	–	–	–	–	–	–	25
Максимальный уровень записи-воспроизведения на частоте 12 кГц, дБ, не менее	–	–	–	–	–	–	–	–	–15

определяется формулой

$$N(f) = 10\lg[1 + \frac{1}{(2\pi f\tau_2)^2}] - 10\lg[1 + (2\pi f\tau_1)^2]. \quad (5.1)$$

Стандартные значения постоянных времени τ_1 и τ_2 указаны в табл. 5.2.

Таблица 5.2. **Стандартные значения постоянных времени коррекции**

Номинальная скорость магнитной ленты, см/с	Постоянная времени, мкс	
	τ_1	τ_2
19,05	50	3180
9,63	90	3180
4,76		
при использовании лент:		
I МЭК	120	3180
II МЭК, III МЭК, IV МЭК	70	3180

Стереофонические магнитофоны должны обеспечивать синфазность записанных сигналов при синфазных входных электрических сигналах и синфазность выходных сигналов при воспроизведении сигналов, записанных синфазно.

Структурные электрические схемы магнитофонов

По функциональным возможностям магнитофоны подразделяют на магнитофоны со сквозным каналом записи-воспроизведения (и тремя головками) и магнитофоны с универсальным или совмещенным каналом (и двумя головками).

Структурная схема магнитофона с тремя головками показана на рис. 5.5. Сигнал записи, проходя через усилитель записи (УЗ) А1, подвергается частотной коррекции и усилению по мощности для получения стандартной АЧХ потока короткого замыкания магнитной ленты и стандартного уровня записи. Для линеаризации характеристики намагничивания магнитной ленты к головке записи (ГЗ) В2 кроме сигнала звуковой частоты подводят ток высокочастотного подмагничивания, вырабатываемый генератором стирания и подмагничивания (ГСП). От этого же генератора питается головка стирания (ГС) В1, размагничивающая магнитную ленту (стирающая старую фонограмму) в режиме записи. Генератор стирания и подмагничивания работает только в режиме записи.

При движении магнитной ленты (МЛ) изменяющийся во времени магнитный поток, соответствующий сигналу записи, наводит в головке воспроизведения (ГВ) В3 напряжение, которое после усиления и частотной коррекции поступает на линейный выход магнитофона. Индикатор уровня (ИУ) Р1 предназначен для установки такого напряжения сигнала записи (намагниченности магнитной ленты), который соответствует наиболее широкому динамическому диапазону канала записи-воспроизведения или отношению сигнал-шум. Уровень записи регулируют путем изменения коэффициента усиления УЗ. Индикатор уровня можно подключать к выходу усилителя УВ и УЗ для контроля качества магнитной ленты.

Телефонный усилитель (ТУ) А3 предназначен для усиления по мощности сигнала воспроизведения. К ТУ подключают низкоомные головные телефоны или контрольный громкоговоритель. Усилитель мощности, предназначенный для работы с выносными громкоговорителями, как правило, выделяют в отдельный блок, что позволяет уменьшить размеры и облегчить тепловой режим магнитофона.

Структурная схема магнитофона с двумя головками показана на рис. 5.6. Она отличается от рассмотренной тем, что вместо двух головок – ГЗ и ГВ – используется одна универсальная головка (ГУ) В2, попеременно выполняющая функции записи и воспроизведения. Универсальную головку подключают к электронному блоку переключателем режима работы S1. В связи с невозможностью непосредственного контрольного воспроизведения фонограммы в режиме записи индикатор уровня записи Р1 подсоединен к выходу УЗ А1, поэтому его показания соответствуют не уровню намагниченности ленты, а току записи, протекающему через ГУ.

В простейшем магнитофоне с двумя головками, структурная схема которого изображена на рис. 5.7, функции УЗ и УВ попеременно выполняет универсальный усилитель УУ А1, АЧХ и

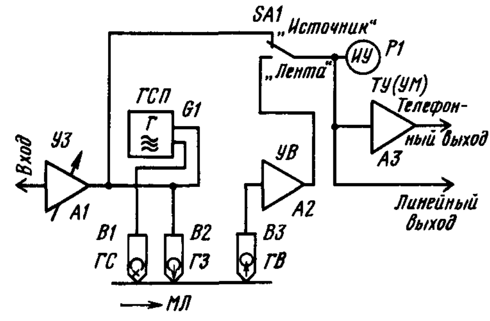


Рис. 5.5

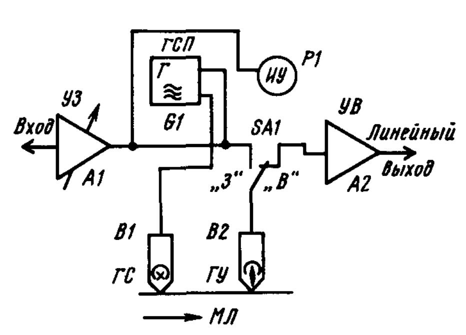


Рис. 5.6

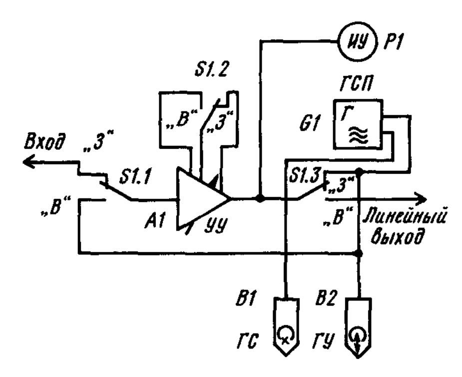


Рис. 5.7

коэффициент усиления которого изменяются при переходе из режима записи в режим воспроизведения. Противоречивость требований, предъявляемых к УВ и УЗ (различие диапазонов входных и выходных напряжений и сопротивлений и др.), не позволяет создать УУ, одинаково хорошо работающий в обоих режимах, поэтому магнитофоны с УУ используют в магнитофонах не выше третьей группы сложности.

Структурная схема стереофонического магнитофона отличается от рассмотренных удвоенным числом магнитных головок, усилителей и индикаторов уровня. Генератор стирания и подмагничивания – общий на оба стереоканала, но имеет удвоенную выходную мощность.

5.2. СХЕМОТЕХНИКА ЭЛЕКТРОННЫХ УЗЛОВ МАГНИТОФОНОВ

Усилитель записи. Он усиливает входное напряжение до уровня, обеспечивающего необходимый ток записи (достаточный для получения номинального уровня намагниченности ленты). Номинальному уровню намагниченности соответствует магнитный поток короткого замыкания, равный 320 нВб/м на частоте 400 Гц для скорости ленты $V_0 = 19{,}05$ см/с и 250 нВб/м – для 9,53 и 4,76 см/с. Кроме того, УЗ частотно корректирует ток записи для обеспечения стандартной АЧХ канала записи.

В связи с тем, что внутреннее сопротивление ГЗ (или ГУ, выполняющей функции ГЗ) имеет индуктивный характер и повышается с увеличением частоты, для поддержания неизменности тока записи выходное сопротивление УЗ должно по крайней мере в несколько раз превышать полное сопротивление головки на высшей частоте рабочего диапазона. Для выполнения этого условия на выходе УЗ включают токостабилизирующие цепи или используют УЗ, построенные по схеме преобразователя напряжение – ток.

На рис. 5.8 показаны схемы наиболее распространенных токостабилизирующих цепей. В простейшей из них на рис. 5.8,*а* стабилизации тока достигают выбором сопротивления резистора $R1 \geqslant 4\pi \times f_в L_{ГЗ}$, где $f_в$ – высшая частота рабочего диапазона; $L_{ГЗ}$ – индуктивность ГЗ. При этом УЗ должен развивать выходное напряжение не менее $U_{вых\,УЗ} \geqslant (3\ldots5)\ R1 \cdot I_{з.ном}$ (где $I_{з.ном}$ – номинальный ток записи ГЗ). Преимуществом такой цепи кроме простоты является хорошая развязка выхода УЗ от цепей подмагничивания, обеспечиваемая низким выходным сопротивлением усилителя A1 без каких-либо подстроечных элементов. К недостаткам этой цепи (особенно при использовании в магнитофонах с двумя головками ГУ большой индуктивности) относится необходимость большого выходного напряжения усилителя A1. Поэтому цепь по схеме на рис. 5.8,*а* применяют исключительно в стационарных магнитофонах с сетевым питанием.

В переносных магнитофонах с низковольтным питанием более удобна токостабилизирующая цепь R1, C1 (рис. 5.8,*б*). В ней сопротивление резистора R1 может быть выбрано в 3 раза меньшим, чем в предыдущей, что при неизменном токе записи позволяет во столько же раз уменьшить максимальное выходное напряжение УЗ. Стабилизацию тока в диапазоне частот поддерживает конденсатор C1, емкость которого выбирают так, чтобы увеличение индуктивного сопротивления ГЗ скомпенсировать соответствующим уменьшением емкостного сопротивления конденсатора. В связи с тем, что на частоте подмагничивания конденсатор C1 имеет малое сопротивление, для развязки УЗ от цепей подмагничивания использован фильтр-пробка – параллельный колебательный контур C2L2, настроенный на частоту подмагничивания. Элементы фильтра рассчитывают по формулам

$$L_2 = (0{,}2\ldots0{,}5)L_{ГЗ},\ C2 = 1/[(2\pi f_п)^2 L2],$$

где $f_п$ – частота подмагничивания. Конструкция катушки должна позволять регулировать индуктивность катушки L2 на 10 ... 20%, чтобы точно настраивать фильтр-пробку в резонанс с частотой подмагничивания. Расчет токостабилизирующей цепи производят по формулам

$$R1 = 1{,}25\pi f_в(L_{ГЗ} + L2);\ C1 = 1/[(2\pi f_в)^2 (L_{ГЗ} + L2)],$$

коэффициент усиления усилителя A1 определяют исходя из получения выходного напряжения $U_{вых.ном} = I_{з.ном} R1$.

В сетевых магнитофонах, выходное сопротивление УЗ которых $R_{вх\,УЗ}$ равно единицам килоом (например, с выходным транзистором, включен-

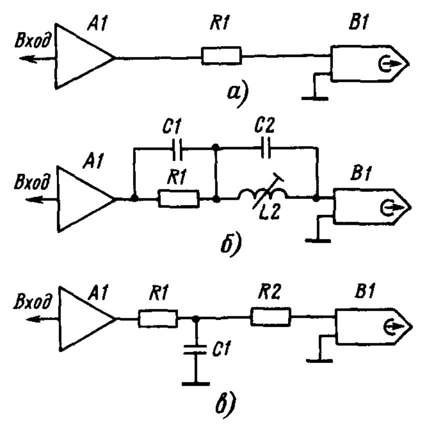


Рис. 5.8

ным по схеме ОЭ), применяют токостабилизирующую цепь, собранную по схеме на рис. 5.8,*в*. Емкость конденсатора C1 выбирают так, чтобы цепь R1, C1 не вносила затухания на высшей частоте рабочего диапазона, а цепь R2, C1 значительно ослабляла проникание напряжения с частотой подмагничивания на выход усилителя A1. Элементы цепи рассчитывают по формулам

$(R1 + R2) \geqslant 4\pi f_в L_{ГЗ}$, $R1 = R2/10$, $C1 = 1/[4\pi f_в(R1 + R_{вых\,УЗ})]$.

Коэффициент усиления усилителя A1 определяют исходя из получения номинального выходного напряжения $U_{вых.ном} = I_{з.ном}$ (R1 + R2), а максимальное входное напряжение должно превышать это значение в 3 ... 5 раз.

Практическая схема УЗ катушечного магнитофона с $L_{ГЗ} = 15 \ldots 25$ мГн и $f_в = 20$ кГц показана на рис. 5.9. Амплитудно-частотная характеристика канала полностью определяется цепью частотно-зависимой отрицательной ОС, охватывающей ОУ DA1; АЧХ предкоррекции на частотах ниже $f_2 = 1/(2\pi\tau_2) = 50$ Гц обеспечивает цепь R5, C3 с постоянной времени 3100 мкс.

Частотные и волновые потери ГЗ и магнитной ленты на высших частотах звукового диапазона компенсирует последовательный резонансный контур L1C4R8R9. Он настроен на высшую рабочую частоту и шунтирует резисторы R6, R7, задающие коэффициент усиления на средних частотах. Добротность контура регулируют переменным резистором R9, что позволяет изменять степень коррекции в пределах 6 ... 20 дБ в зависимости от потерь конкретной ГЗ и магнитной ленты. Резисторы R2–R4 обеспечивают режим ОУ по постоянному току от однополярного источника питания, а резистор R1 выполняет функции регулятора уровня записи. Чувствительность УЗ равна 0,2 В, входное сопротивление 50 кОм, максимальный ток записи 1,5 мА. Кроме указанного на схеме могут быть использованы ОУ К140УД6, К140УД7, К157УД2 и др.

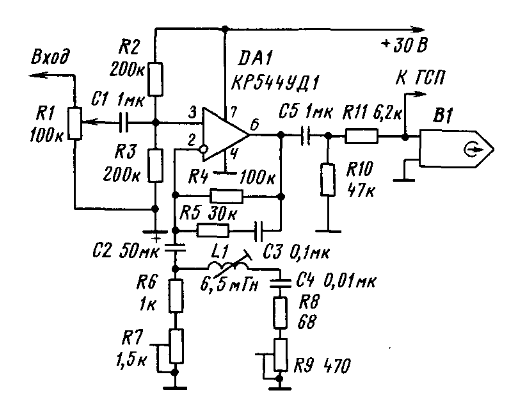


Схема типового УЗ кассетного магнитофона показана на рис. 5.10. На транзисторах VT1, VT2 выполнен линейный усилитель с высоким входным сопротивлением и коэффициентом усиления, равным шести. Низкочастотную коррекцию выполняет пассивная цепь R8, R9, C4 ($R9 \cdot C4 = \tau_2$). Чувствительность УЗ регулируют резистором R10. На высших частотах ток записи при использовании магнитной ленты I МЭК (Fe_2O_3) корректирует последовательный резонансный контур R15L1C9C10, уменьшающий глубину последовательной отрицательной ОС по току, которая охватывает выходной каскад на транзисторе VT3. При использовании магнитной ленты II МЭК (CrO_2) отключают конденсатор C10 и резонансная частота контура увеличивается. Усилитель обеспечивает максимальный ток записи 0,6 мА и рассчитан на работу с ГУ индуктивностью 45 ... 80 мГн.

Схема УЗ высококачественного кассетного магнитофона представлена на рис. 5.11. Регулятор уровня записи – резистор R5. Делитель напряжения R5–R9, R10 корректирует чувствительность УЗ для разных типов магнитной ленты. Низкочастотные предыскажения обеспечивает цепь R15, R16, C5, включенная на выходе линейного усилителя на транзисторе VT2. Выходной каскад выполнен на транзисторе VT4 по схеме ОЭ с динамической нагрузкой в коллекторной цепи. Положительная ОС по переменному току через конденсатор C6 значительно повышает его выходное дифференциальное сопротивление в цепь базы VT3. Практически выходное сопротивление УЗ (около 26 кОм) определяют параллельно соединенные резисторы R19, R20.

Усилитель записи представляет собой, по существу, генератор тока. Отсутствие токостабилизирующей цепи и сравнительно высокое напряжение питания позволяют получить большую

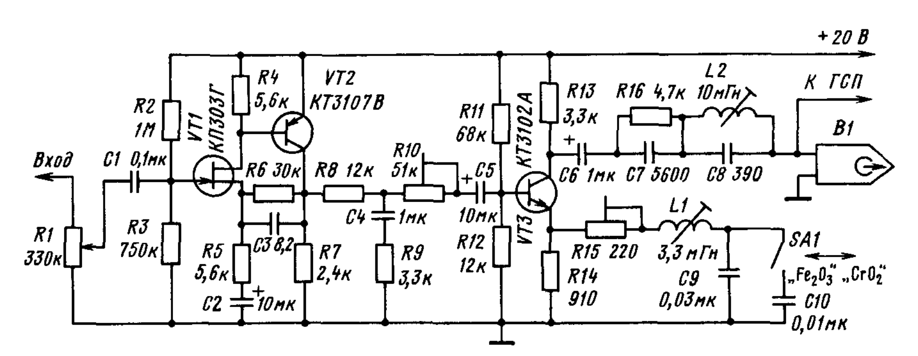


Рис. 5.10

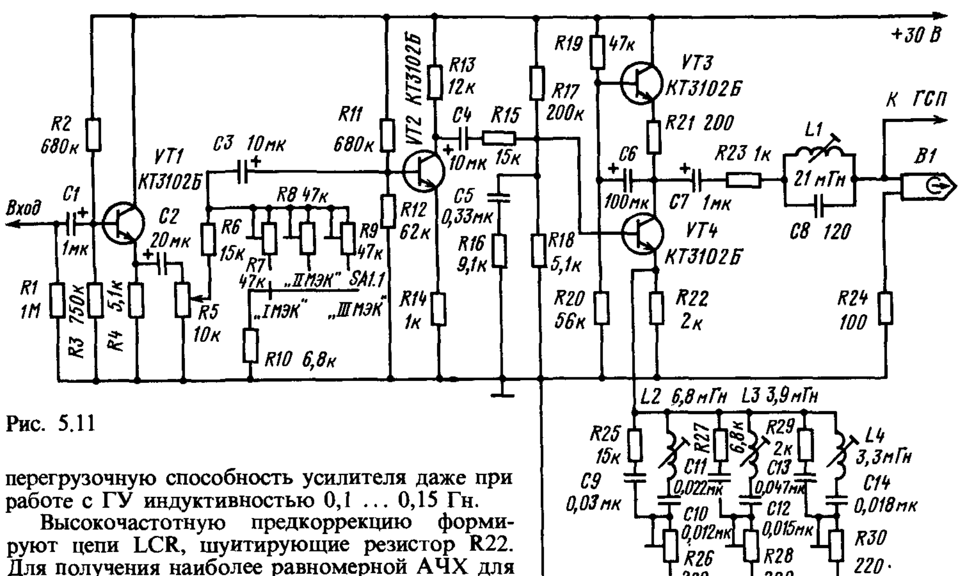


Рис. 5.11

перегрузочную способность усилителя даже при работе с ГУ индуктивностью 0,1 ... 0,15 Гн.

Высокочастотную предкоррекцию формируют цепи LCR, шунтирующие резистор R22. Для получения наиболее равномерной АЧХ для каждого типа магнитной ленты использован отдельный LC контур, шунтируемый RC цепями. Резистор R24 предназначен для контроля тока записи (милливольтметром) при налаживании магнитофона. Усилитель записи может быть использован совместно с ГЗ и ГУ, имеющими индуктивность от 15 до 150 мГн.

Генераторы стирания и подмагничивания. В связи с жесткими требованиями к симметрии формы тока стирания и подмагничивания ГСП высококачественных магнитофонов выполняют, как правило, двухтактными. Требования к стабильности частоты невысоки, поэтому вполне пригодны LC генераторы с независимым возбуждением. Глубину положительной ОС выбирают в несколько раз большей, чем необходимо для выполнения условия самовозбуждения (баланса амплитуд), с тем, чтобы обеспечить работу транзисторов в ключевом режиме с высокой степенью насыщения. Благодаря этому может быть достигнута высокая стабильность амплитуды выходного напряжения генератора (а значит, и тока подмагничивания), определяемая практически стабильностью напряжения питания. Частоту генерации выбирают в пределах от 60 до 110 кГц, что обеспечивает одновременно низкий уровень интерференционных помех и небольшие потери в магнитопроводе магнитных головок.

Схемы наиболее распространенных ГСП с индуктивной и емкостной связью показаны на рис. 5.12. В ГСП с индуктивной связью (рис. 5.12,*а*) самовозбуждение происходит за счет напряжения ОС, подаваемого противофазно с обмотки III трансформатора T1 на базы транзисторов VT1, VT2. Оно переключает эти транзисторы попеременно из режима отсечки в режим насыщения и обратно. Фазы напряжения на коллекторе и базе транзисторов должны быть противоположны, поэтому обмотки I и III должны быть включены встречно. Головки подключены к отдельной обмотке II. Это дает возможность развязать цепи головок по постоянному току и обеспечить требуемый ток стирания и подмагничивания. Как правило, параллельно обмотке II включают конденсатор, образующий вместе с индуктивностью головок и обмоток трансформатора колебательный контур, который задает частоту генерации.

В ГСП с емкостной связью (рис. 5.12,*б*) напряжение на базу транзисторов поступает через конденсаторы обратной связи C1 и C2. Глубину ОС определяет емкость конденсатора связи C3, благодаря этому отпадает необходимость в обмотке обратной связи и ее фазировании. В обоих ГСП на базу транзисторов (через резистор R1 и обмотку III трансформатора T1 на рис. 5.12,*а* и через резисторы R1, R2 на рис. 5.12,*б*) подано небольшое открывающее напряжение. Оно переводит транзисторы в первый момент после включения питания в режим усиления, обеспечивая мягкое самовозбуждение генератора.

Индуктивность части обмотки, подключенной к ГС (II.1), обычно выбирают в несколько раз (3 ... 10) больше, чем индуктивность ГС.

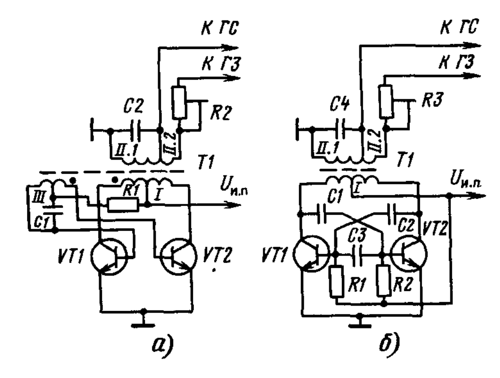


Рис. 5.12

Поэтому частоту генерации ГСП с индуктивной и емкостной связью с достаточной точностью можно вычислить по формуле

$$f_г = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_к L_{ГС}}},$$

где $C_к$ – емкость конденсатора в цепи обмотки II; $L_{ГС}$ – индуктивность ГС.

Коэффициент трансформации определяют исходя из требуемого тока стирания и подмагничивания. Напряжение на ГС, обеспечивающее номинальный ток стирания $I_{с.ном}$, рассчитывают по формуле

$$U_{ГС} = 2\pi f_г I_{с.ном} L_{ГС}.$$

Оно несколько выше требуемой ЭДС части стирающей обмотки $E_{II\,1}$, подключенной к ГС, из-за действия параллельного колебательного контура $L_{ГС}C_к$. В связи с тем, что добротность этого контура зависит от потерь в ГС, а также эквивалентного сопротивления генератора и трансформатора, для ориентировочных расчетов принимают $E_{II.1} \approx U_{ГС}$. Точное значение $E_{II.1}$, обеспечивающее заданный ток стирания, подбирают экспериментально с конкретной ГС. Поскольку амплитуда напряжения на коллекторной обмотке равна удвоенному напряжению питания $U_{и.п}$, коэффициент трансформации $K_{II.1} = \omega_{II.1}/\omega_I = \frac{U_{ГС}}{\sqrt{2}U_{и.п}}$, где $\omega_{II.1}$ и ω_I – соответственно число витков обмоток II.1 и I трансформатора T1.

Напряжение подмагничивания на ГЗ, обеспечивающее номинальный ток подмагничивания $I_{п.ном}$,

$$U_{ГЗ} = 2\pi f_г I_{п.ном} L_{ГЗ}.$$

Напряжение на всей обмотке II должно в 3...5 раз превышать это напряжение для возможности регулировки тока подмагничивания подстроечным резистором $R_п$ (R2 на рис. 5.12,*а*, R3 на рис. 5.12,*б*), сопротивление которого должно в несколько раз превышать индуктивное сопротивление ГЗ на частоте $f_п$, т.е. $R_п \geqslant (3\ldots5)\,2\pi f_г L_{ГЗ}$.

Коэффициент трансформации обмотки, питающей ГЗ,

$$K_{II} = \omega_{II}/\omega_I = \frac{(3\ldots5)U_{ГЗ}}{\sqrt{2}U_{и.п}},$$

где ω_{II} – число витков всей обмотки питания головок. Если ГС имеет сравнительно большую индуктивность, то может оказаться, что напряжения $U_{ГС}$ и $(3\ldots5)U_{ГЗ}$ примерно равны. В этом случае отвод питания ГС не нужен и головки включают параллельно.

Коэффициент трансформации обмотки обратной связи генератора по схеме на рис. 5.12,*а* определяют исходя из получения на базе транзисторов напряжения 1 ... 1,5 В: $K_{III} = \omega_{III}/\omega_I = (0{,}7\ \ldots\ 1{,}1)/U_{и.п}$. Емкость конденсаторов в генераторе по схеме на рис. 5.12,*б* находят из условия $C1 = C2 = C3/(3...7)$, причем $C3 \gg C_к$, где $C_к$ – емкость коллектора транзисторов VT1, VT2. Сопротивление резисторов $R1 = R2 \ll U_{и.п}/I_{КБО}$, где $I_{КБО}$ – обратный ток коллектора транзисторов; для кремниевых транзисторов практически приемлемы значения R1 и R2 от 10 до 100 кОм. Транзисторы генератора выбирают, исходя из условий

$$U_{КЭдоп} > 3U_{и.п}, f_{h21б} > (20...40)f_г, I_{К\,max} \geqslant U_{ГС} \times I_{с.ном}/U_{и.п}.$$

Практическая схема ГСП высококачественного кассетного стереофонического магнитофона показана на рис. 5.13. Генератор рассчитан на работу с ГС индуктивностью 1 мГн и ГУ индуктивностью 45 ... 65 мГн. Конденсатор C7 задает частоту генерации $f_г = 105$ кГц. Конденсаторы C8 и C9 образуют с универсальными головками последовательные колебательные контуры, настроенные на частоту $f_г$. Благодаря этому достигнуто дополнительное подавление высших гармоник тока подмагничивания. Хорошую симметрию тока стирания позволяет получить отрицательная ОС по току, напряжение которой выделяется на резисторе R10, включен-

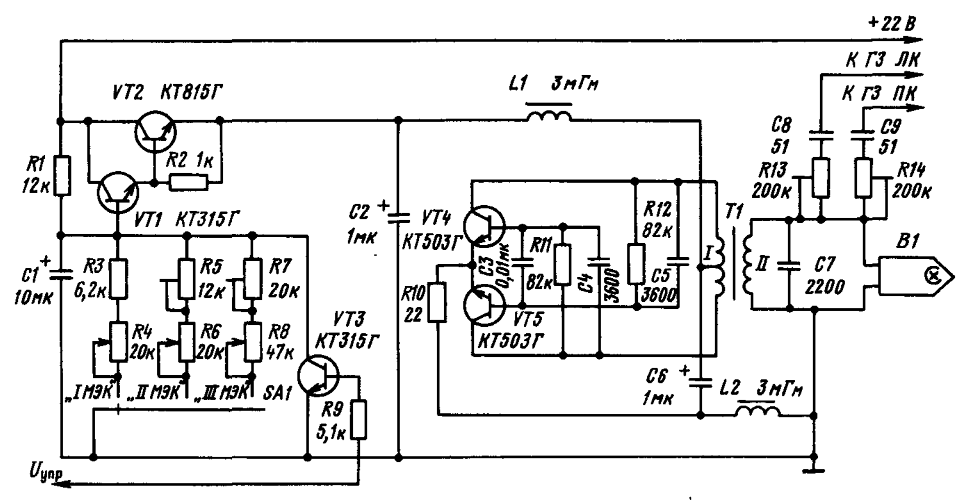


Рис. 5.13

ном в цепь эмиттеров транзисторов VT4, VT5.

Ток подмагничивания для лент I МЭК (Fe_2O_3) устанавливают раздельно для ГУ левого и правого стереоканалов резисторами R13, R14, а для лент II МЭК (CrO_2) и III МЭК (FeCr) изменением напряжения питания генератора подстроечными резисторами R5 и R7 синхронно в обоих стереоканалах. (Соотношение токов подмагничивания в правом и левом каналах определяется только технологическим разбросом параметров ГУ и не зависит от типа ленты.) Точно подстраивают ток подмагничивания при эксплуатации магнитных лент разного типа регуляторами R4, R6, R8, выведенными на панель управления магнитофона.

Включением генератора управляет транзистор VT3. В режиме воспроизведения на его базу подают напряжение $U_{упр}$ = 20 В, и он замыкает на общий провод базу транзистора VT1, отключая питание генератора. В режиме записи база транзистора VT3 заземляется и транзистор закрывается. Благодаря цепи R1, C1 напряжение на базе транзистора VT1 и на генераторе плавно увеличивается до значения, задаваемого делителями напряжения R1, R3–R8, что исключает намагничивание головки импульсами тока при включении. Конденсаторы C2, C6 и катушки индуктивности L1, L2 предотвращают паразитное проникание высокочастотного напряжения в цепи питания. Трансформатор T1 выполнен в броневом ферритовом магнитопроводе М2000НМ-15-Б18. Первичная обмотка содержит 2 × 50 витков, а вторичная – 150 витков провода ПЭВ-1 0,16.

Типовая схема ГСП с индуктивной связью на специализированной микросхеме К157ХП2 изображена на рис. 5.14. Микросхема DA1 содержит стабилизатор напряжения с защитой выхода от перегрузки и перегрева (ток короткого замыкания 150 ... 450 мА) и два n-p-n транзистора с резисторами смещения. Выходное напряжение стабилизатора снимают с вывода 11. Оно может быть установлено в пределах 1,3 ... 33 В резистором R1. Для нормальной работы стабилизатора напряжение питания, подаваемое на вывод 10, должно превышать выходное не менее чем на 2,5 В. Время нарастания (в миллисекундах) выходного напряжения до номинального при включении режима записи (выключателем SA1) приближенно равно емкости конденсатора C1, выраженной в микрофарадах.

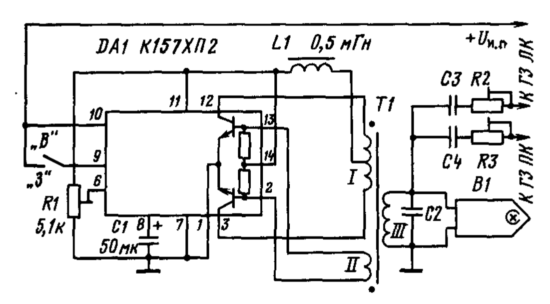


Рис. 5.14

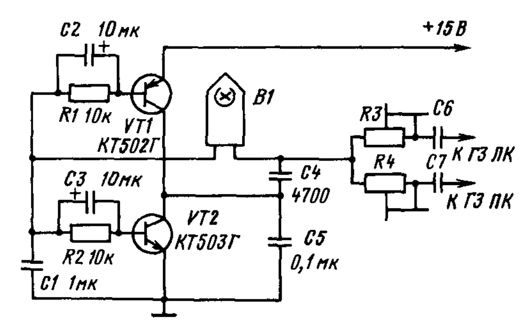


Рис. 5.15

Схема бестрансформаторного ГСП показана на рис. 5.15. Генератор представляет собой модифицированный двухтактный автогенератор, собранный по схеме «трехточки» с емкостной ОС. Он выполнен на комплементарных транзисторах VT1, VT2. Роль индуктивности здесь играет ГС B1, образующая с конденсаторами C4 и C5 колебательный контур. Частота генерации равна

$$f_г = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{B1}\dfrac{C4\,C5}{C4 + C5}}}.$$

При указанных на схеме номиналах элементов и использовании головки 6С249.10 с последовательным включением обмоток генератор позволяет получить на частоте 60 кГц ток стирания 120 мА и выходное напряжение 75 В при потребляемом токе 30 мА. При использовании головки 3С124.21.0 и конденсатора C4 емкостью 0,01 мкФ частота генерации повышается до 90 кГц, ток стирания 120 мА, потребляемый – 40 мА, а выходное напряжение равно 30 В. При использовании других головок следует иметь в виду, что частота генерации зависит в основном от емкости конденсатора C4, а выходное напряжение и ток стирания – от емкости C5.

Усилители воспроизведения. Они предназначены для усиления и частотной коррекции сигнала ГВ с целью получения стандартного уровня выходного сигнала, совместимого с другими звеньями звуковоспроизводящего комплекса. Напряжение сигнала магнитной головки весьма мало (типовое значение 1 мВ на частоте 1 кГц), поэтому УВ является наиболее чувствительным узлом во всем канале звуковоспроизведения. При проектировании УВ следует стремиться к получению минимального уровня собственных шумов.

Частотная коррекция в УВ необходима по трем основным причинам. Во-первых, ГВ индукционного типа обладают дифференцирующим свойством, т.е. их ЭДС пропорциональна скорости изменения магнитного потока и поэтому увеличивается с крутизной 6 дБ/октава при увеличении частоты и постоянном магнитном потоке ленты. Для компенсации дифференцирующего действия головки УВ должен иметь

интегрирующую АЧХ, т. е. спадающую с увеличением частоты с крутизной 6 дБ/октава. Во-вторых, в УВ должно быть скомпенсировано отклонение от линейной характеристики стандартной АЧХ потока короткого замыкания магнитной ленты N(f) в соответствии с формулой (5.1). Поэтому в УВ должна быть введена коррекция, обратная N(f). В-третьих, в УВ нужно скомпенсировать собственные частотные и волновые (зависящие от длины волны записи) потери реальной ГВ.

При разработке УВ необходимо учитывать внутреннее сопротивление магнитной головки, имеющее индуктивный характер и изменяющееся в рабочем диапазоне частот почти в 100 раз. Для согласования ГВ с УВ, обеспечивающего отсутствие дополнительных частотных потерь, входное сопротивление УВ $R_{вх\,УВ}$ должно быть в несколько раз больше сопротивления ГВ на высшей частоте рабочего диапазона, т. е.

$$R_{вх\,УВ} \geqslant (2 \ldots 3) 2\pi f_в L_{ГВ}.$$

Уровень собственных шумов УВ зависит от выбора схемного решения, типа и режима работы усилительных элементов входного каскада. Для биполярного транзистора при заданном полном внутреннем сопротивлении источника сигнала существует определенное значение $I_к$, при котором шумы, приведенные ко входу УВ, минимальны.

С учетом того, что входное сопротивление правильно спроектированного УВ по меньшей мере в несколько раз превышает сопротивление ГВ, напряжение шумов, приведенное ко входу УВ, обусловленное собственными тепловыми шумами транзистора и ГВ, определяется по формуле

$$U_{шБТ} = \sqrt{\left[1{,}62\cdot10^{-2}(R_г + r_б) + \frac{2{,}04\cdot10^{-22}}{I_к}\right] f_в + \frac{3{,}2\cdot10^{-19}\,I_к}{h_{21Э}}\left[(R_г + r_б)^2\left(f_в + f_ф \ln\frac{f_в}{f_н}\right) + (2\pi L_г f_в)^2\left(\frac{f_в}{3} + \frac{f_ф}{2}\right)\right]} \quad (5.2\,а)$$

для входного каскада на биполярном транзисторе и

$$U_{шПГ} = 1{,}27\cdot10^{-10}\sqrt{R_г f_в + \frac{0{,}7}{S}\left(f_в + f_ф \ln\frac{f_в}{f_н}\right)} \quad (5.2\,б)$$

для входного каскада на полевом транзисторе.

Для биполярного транзистора оптимальный режим, обеспечивающий минимальный уровень шумов, достигается при оптимальном токе коллектора

$$I_{Копт} = 2{,}53\cdot10^{-2}\sqrt{\frac{h_{21Э} f_в}{(R_г + r_б)^2\left(f_в + f_ф \ln\frac{f_в}{f_н}\right) + (2\pi L_г f_в)^2\left(\frac{f_в}{3} + \frac{f_ф}{2}\right)}}, \quad (5.3)$$

а для полевого транзистора соответствует максимуму крутизны характеристики S в рабочей точке.

Значения $U_ш$, рассчитанные по формулам (5.2), соответствуют взвешенному по кривой МЭК-А напряжению шумов УВ с АЧХ коррекцией, соответствующей стандартным постоянным времени $\tau_1 = 50$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс и резонансной коррекцией высокочастотных потерь ГВ на частоте $f_в$ глубиной 6...10 дБ. Для УВ с $\tau_1 = 70$ мкс полученные значения $U_ш$ необходимо увеличить на 2 дБ (1,25 раза), $\tau_1 = 90$ мкс – на 3 дБ (1,4 раза), $\tau_1 = 120$ мкс – на 5 дБ (1,8 раз).

Схему входного каскада УВ выбирают исходя из требований, предъявляемых ко входному сопротивлению и нелинейным искажениям. Рассмотрим простейшую схему входного каскада УВ, показанную на рис. 5.16, *а*. Здесь выполнение условия $R_{вх} \geqslant (2...3)2\pi \cdot f_в L_г$ зависит от параметров конкретного транзистора. Оно удовлетворяется вплоть до $f_в = 20$ кГц и $L_г = 0{,}1$ Гн, но при этом коэффициент нелинейных искажений достигает значения $K_г = 1\%$. Поэтому схему на рис. 5.16, *а* используют только в самых простых магнитофонах.

Резистор R2 отрицательной ОС по току (рис. 5.16, *б*) обеспечивает приемлемый коэффициент гармоник $K_г$ при заданном уровне входного сигнала. Сопротивление этого резистора должно быть

$$R2 \geqslant \frac{U_{вх}/4K_г - 25\cdot10^{-3}}{I_э}. \quad (5.4)$$

Выполнение этого условия позволяет также повысить входное сопротивление и обеспечить его меньшую зависимость от параметров транзистора. К недостаткам каскада на рис. 5.16, *б* относится ухудшение шумовых свойств, обусловленное тепловыми шумами эмиттерного резистора R2.

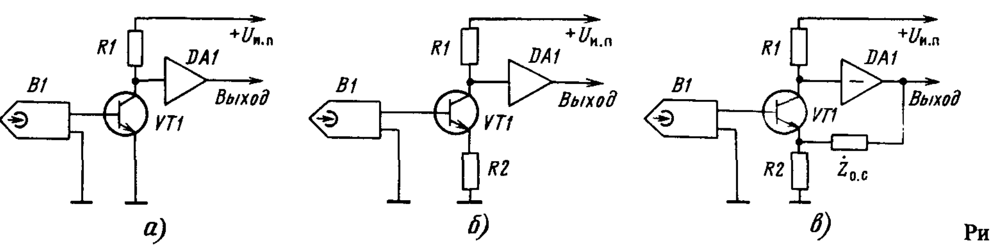


Рис. 5.16

При расчете общего уровня шумов УВ по формуле (5.2а) тепловой шум резистора R2 учитывают заменой сопротивления $r_б$ на сумму $r_б + R2$. Каскад по схеме на рис. 5.16,*б* применяют в магнитофонах средней сложности.

В каскаде на рис. 5.16,*в* можно получить наименьший уровень собственных шумов при минимальных нелинейных искажениях. Сопротивление резистора R2 выбирают из условия $R2 < r_б/(2...3)$, при этом коэффициент нелинейных искажений может быть доведен до сотых долей процента.

Наиболее жесткие требования по $R_{вх}$ и $K_г$ к УВ предъявляют на высших звуковых частотах, поэтому каскад с общей отрицательной ОС (рис. 5.16,*в*) оказывается особенно выгодным для УВ с интегрирующей АЧХ. Схема УВ с общей частотно-зависимой отрицательной ОС преобладает в высококачественных магнитофонах.

Стандартную АЧХ УВ без учета собственных потерь в ГВ описывают выражением

$$K_{УВ}(f) = 10\lg\left[1 + \frac{1}{(2\pi f\tau_1)^2}\right] - 10\lg\left[1 + \frac{1}{(2\pi f\tau_2)^2}\right], \text{дБ}. \quad (5.5)$$

Значения приведенной АЧХ относительно опорной частоты $f_{оп} = 1$ кГц для стандартных постоянных времени τ_1 и $\tau_2 = 3180$ мкс приведены в табл. 5.3.

Таблица 5.3. **Значения приведенной АЧХ УВ относительно опорной частоты**

f, Гц	$K_{УВ}(f)/K_{УВ}$ (1 кГц), дБ, для τ_1			
	70 мкс	120 мкс	50 мкс	90 мкс
16	24,8	23,6	25,2	24,4
31,5	23,8	22,6	24,2	23,4
63	21,1	20	21,5	20,7
125	16,7	15,5	17	16,2
250	11,2	10,1	11,5	10,8
500	5,4	4,6	5,7	5,1
1000	0	0	0	0
2000	−4,3	−2,8	−5,0	−3,6
4000	−6,7	−3,9	−8,3	−5,4
8000	−7,6	−4,3	−9,8	−5,9
16000	−7,9	−4,4	−10,3	−6,1
20000	−7,9	−4,4	−10,4	−6,1

Расчет элементов цепи общей частотно-зависимой отрицательной ОС (рис. 5.17), обеспечивающей стандартную АЧХ коррекции УВ и не ухудшающей шумовых свойств транзистора входного каскада, может быть выполнен по формулам

$$\left.\begin{aligned} &R1 \leqslant r_б/(2...3);\ C2 = \tau_2/[K_{УВ}(1\ \text{кГц})\,16R1];\\ &R2 = \tau_1/C2;\ R3 = \tau_2/C2, \end{aligned}\right\} \quad (5.6)$$

где $r_б$ – сопротивление базы входного транзистора; $K_{УВ}$(1 кГц) – коэффициент усиления УВ, обеспечивающий заданное выходное напряжение (обычно 0,5 В) при известной ЭДС ГВ на частоте 1 кГц.

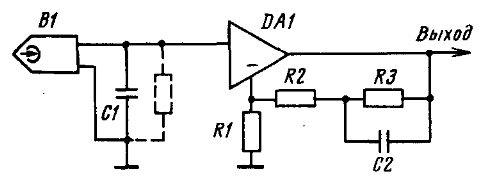


Рис. 5.17

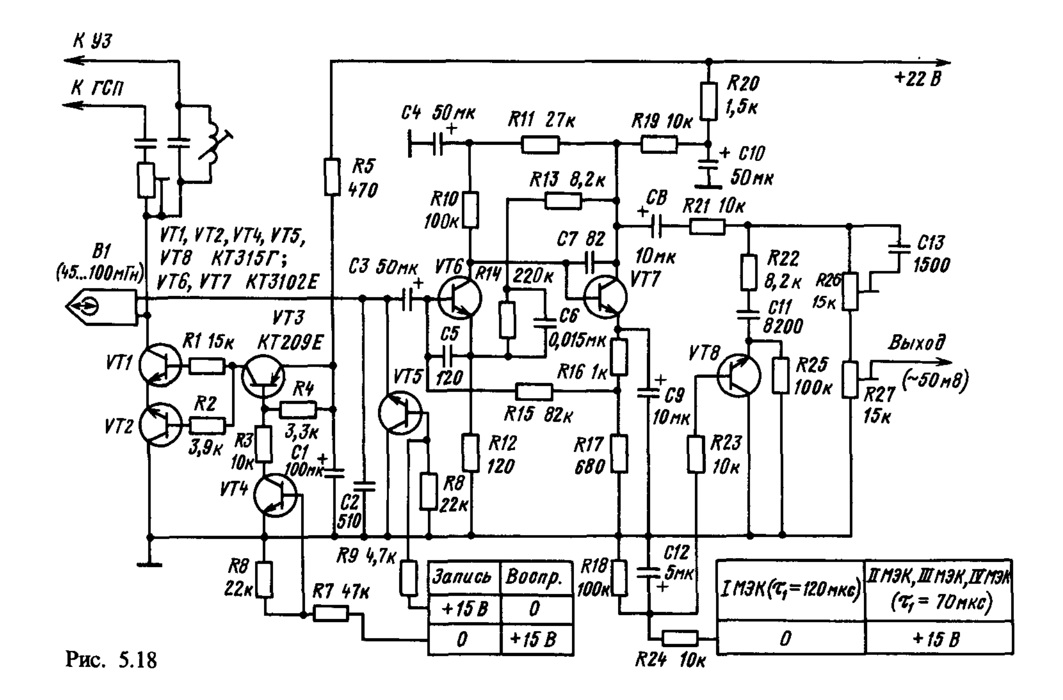
Собственные частотные потери ГВ на высших частотах можно компенсировать включением последовательного колебательного контура, шунтирующего резистор R1 и подобного используемому в УЗ для формирования предкоррекции тока записи. Более простой способ коррекции – применение в качестве R2 подстроечного резистора. Тогда увеличение сопротивления R2 по сравнению с определяемым формулой (5.6) приведет к подъему усиления на высших частотах, а уменьшение – к спаду.

Для коррекции может быть также использован параллельный колебательный контур во входной цепи, образованный индуктивностью ГВ и емкостью конденсатора C1. Резонансную частоту этого контура $f_р = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_г C1}}$ устанавливают несколько выше верхней частоты рабочего диапазона. Глубину коррекции определяет добротность контура. Для типовых значений Q = 1,5...3 она равна 3...10 дБ. При необходимости добротность (и глубина коррекции) может быть уменьшена включением дополнительного шунтирующего резистора (он показан на схеме штриховой линией).

Практическая схема УВ высококачественного кассетного магнитофона с двумя головками показана на рис. 5.18. Отличительная особенность УВ – применение электронного коммутатора ГУ, выполненного на транзисторах VT1 – VT5, позволяющего расположить элементы коммутации в непосредственной близости от коммутируемых цепей и повысить надежность усилителя исключением механических контактов.

В режиме воспроизведения на базу транзистора VT4 подают открывающее напряжение, из-за чего транзисторы VT1 – VT3 переходят в насыщение. Нижний по схеме вывод ГУ оказывается подключенным через открытые транзисторы VT1, VT2 к общему проводу. Сигнал воспроизведения беспрепятственно проходит через конденсатор C2 на вход усилителя, выполненного на транзисторах VT6, VT7, так как напряжение на базе ключевого транзистора VT5 равно нулю и он закрыт.

В режиме записи база транзистора VT4 имеет нулевой потенциал, поэтому транзисторы VT1 – VT3 закрываются и нижний вывод ГУ B1 подключается к выходу УЗ и ГСП. На базу транзистора VT5 подается положительное напряжение, транзистор открывается и соединяет верхний по схеме вывод ГУ с общим проводом, одновременно блокируя вход УВ. Транзисторы VT2 и VT5 коммутатора включены инверсно, что обеспечивает уменьшение почти в 10 раз их напряжения насыщения.



Запись	Воспр.
+15 В	0
0	+15 В

I МЭК (τ_1 = 120 мкс)	II МЭК, III МЭК, IV МЭК (τ_1 = 70 мкс)
0	+15 В

Рис. 5.18

Режим транзисторов VT6 и VT7 усилителя жестко стабилизирован по постоянному току двумя цепями отрицательной ОС – по напряжению через резисторы R11, R10 и по току через резисторы R17, R15, охватывающей оба каскада. Усилитель также охвачен цепью общей частотно-зависимой отрицательной ОС по напряжению (R13, R14, C6, R12), формирующей АЧХ коррекции, соответствующей постоянным времени τ_1 = R13C6 и τ_2 = R14C6. Входное сопротивление (около 80 кОм) определяется практически сопротивлением резистора R15.

Амплитудно-частотную характеристику коррекции при работе с магнитными лентами II МЭК, III МЭК и IV МЭК (τ_1 = 70 мкс) формирует пассивная цепь R21, R22, C11, коммутируемая электронным ключом на транзисторе VT8. Высокочастотную коррекцию потерь в ГУ обеспечивают контур C2B1 и пассивная перестраиваемая цепь R26, C13. Разделительный конденсатор C3 на входе УВ имеет сравнительно большую емкость, что необходимо для снижения уровня собственных шумов УВ в области низших частот.

Усиление сигнала на частоте 1 кГц – около 34 дБ (50 раз), что при средней чувствительности ГУ 1 мВ соответствует выходному напряжению 50 мВ. Дальнейшее усиление до номинального уровня 0,5 В может быть выполнено любым линейным усилителем.

Схема УВ катушечного магнитофона показана на рис. 5.19. Входной каскад с линейной АЧХ и усилением 14 дБ выполнен на полевом транзисторе VT1. Он гальванически (без дополни-

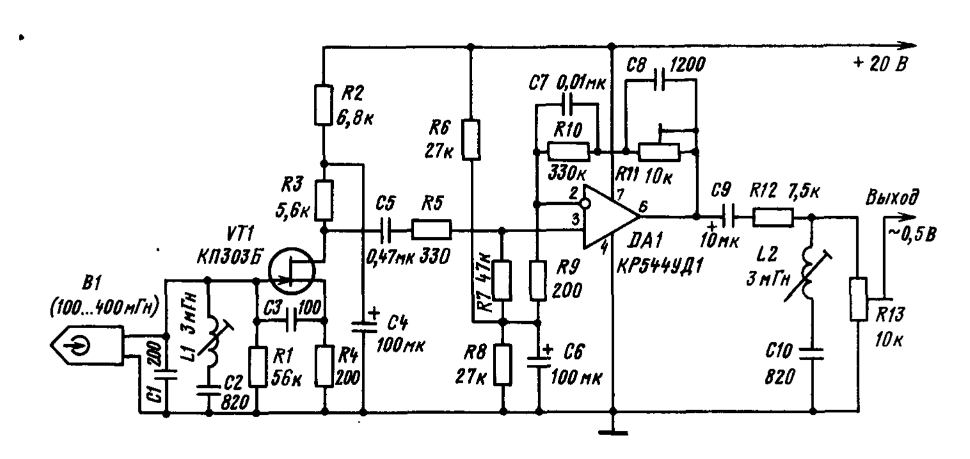


Рис. 5.19

тельного конденсатора, являющегося источником избыточного шума) связан с ГВ и обеспечивает низкий уровень шумов при работе с магнитной головкой индуктивностью 100...400 мГн. Частотную коррекцию выполняет каскад на ОУ DA1, охваченном цепью R11, C7, R10, R9 частотно-зависимой отрицательной ОС. Стандартную низкочастотную коррекцию обеспечивает цепь C7, R10 с постоянной времени $\tau_2 = C7 \cdot R10$, а высокочастотная выполнена регулируемой ($\tau_1 = C7R11$) и допускает как подъем, так и спад АЧХ на высших частотах относительно стандартной.

Питается ОУ DA1 от однополярного источника с искусственной средней точкой, образованной делителем R6, R8. Последовательные контуры L1C2 и L2C10 защищают вход и выход УВ от проникания напряжения с частотой подмагничивания (100 кГц). Параллельный контур C1B1, добротность которого ограничена резистором R1, служит для компенсации частотных и волновых потерь в ГВ. Усилитель воспроизведения имеет на частоте 1 кГц усиление около 54 дБ и может работать с головкой индуктивностью 100...400 мГн.

На рис. 5.20 показана схема УВ кассетного магнитофона на специализированной микросхеме К157УЛ1 (в скобках указаны номера выводов для второго канала). Входной каскад микросхемы выполнен на биполярном транзисторе специальной структуры со сверхмалым сопротивлением базы и низкой частотой среза фликер-шума. Благодаря этому приведенный ко входу уровень шумов в несколько раз меньше, чем у других малошумящих микросхем. Микросхема К157УЛ1 практически не уступает по шумовым характеристикам малошумящим дискретным транзисторам.

Элементы R2–R4, C7, R8 образуют цепь частотно-зависимой отрицательной ОС, формирующей стандартную коррекцию с $\tau_1 = R3C7 = 70$ мкс при открытом электронном ключе на транзисторе VT1 и $\tau_1 = (R3 + R4)/C7 = 120$ мкс – при закрытом. Переключают ключ управляющим постоянным напряжением, подаваемым на затвор транзистора VT1 через сглаживающую цепь R5, C8, R6, R7. Резонансную частоту и добротность контура коррекции АЧХ на высших звуковых частотах определяют головка B1, конденсатор C1 и резистор R1. Усиление УВ на частоте 1 кГц около 52 дБ.

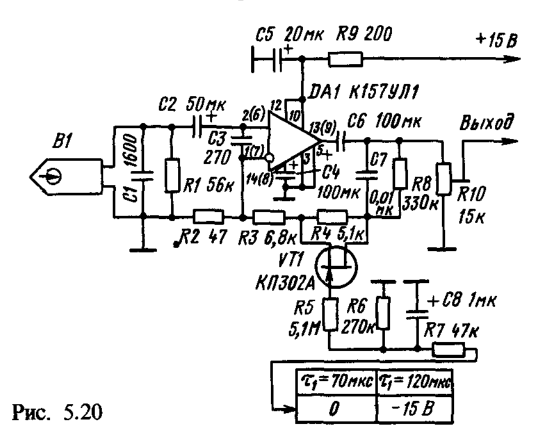


Рис. 5.20

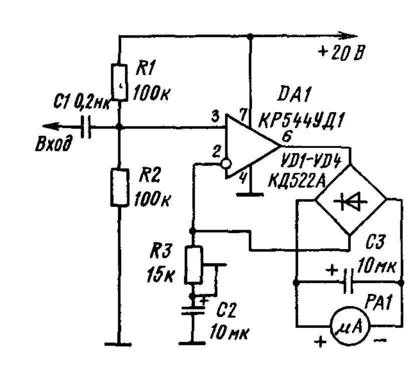


Рис. 5.21

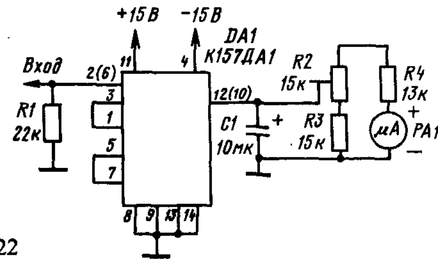


Рис. 5.22

Индикаторы уровня (ИУ). Они предназначены для визуального контроля намагничивания ленты в режиме записи с целью установки оптимального уровня ее намагниченности (уровня записи), соответствующего верхней границе динамического диапазона канала записи – воспроизведения, т. е. предельно допустимому уровню нелинейных искажений.

Схема типового ИУ показана на рис. 5.21. Индикатор представляет собой вольтметр переменного тока, показания которого соответствуют средневыпрямленному значению входного напряжения. Включение микроамперметра PA1 и выпрямительного моста на диодах VD1 – VD4 в цепь отрицательной ОС ОУ DA1, включенного по схеме неинвертирующего усилителя, обеспечивает высокое входное сопротивление ИУ $R_{вх} = R1R2/(R1 + R2)$, линейность и широкие частотные пределы детектирования. Чувствительность ИУ равна $U_{вх} = R3\ I_{PA1}$ (где I_{PA1} – ток полного отклонения стрелки микроамперметра PA1); ее можно регулировать подстроечным резистором R3.

Схема ИУ на специализированной микросхеме К157ДА1 показана на рис. 5.22. Каждый канал этой микросхемы содержит усилитель с коэффициентом усиления по напряжению 7...10 и двухполупериодный выпрямитель. Конденсатор фильтра C1 и регулятор чувствительностиR2 подключены к выходу детектора так, что при любом положении движка резистора динамическая характеристика, определяемая постоянной времени цепи разрядки конденсатора, остается неизменной. С указанными на схеме номиналами элементов и микроамперметром с током полного отклонения стрелки 150 мкА чувствитель-

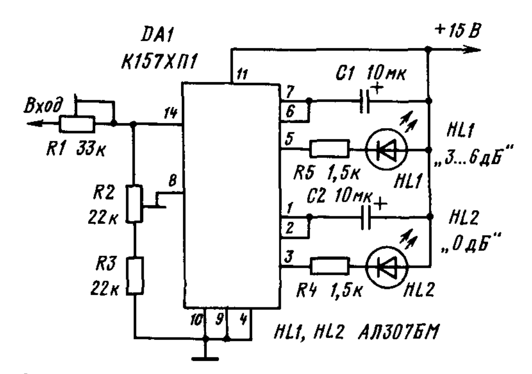


Рис. 5.23

ность ИУ равна 100...140 мВ, а входное сопротивление 22 кОм.

Оба описанных ИУ обеспечивают динамическую характеристику, присущую индикаторам среднего уровня, с временем усреднения, определяемым постоянной времени установления показаний применяемого стрелочного индикатора (типовое значение 150...200 мс). Такие индикаторы не позволяют обнаруживать кратковременные превышения среднего уровня, что может привести к неконтролируемым перегрузкам магнитной ленты, приводящим к заметным нелинейным искажениям. В связи с этим в высококачественных магнитофонах в дополнение к индикаторам среднего уровня устанавливают индикаторы максимального уровня с малым временем интеграции, позволяющие заметить кратковременные (не более 10...30 мс) превышения номинального значения уровня записи.

На рис. 5.23 показана схема двухпорогового индикатора максимального уровня, выполненного на специализированной микросхеме К157ХП1. В состав каждого из двух ее идентичных каналов входит предварительный усилитель с амплитудным дискриминатором, формирователь временного интервала и усилитель мощности. При превышении, даже кратковременном, входным сигналом порогового уровня, равного 1 В, дискриминатор запускает формирователь, длительность импульса на выходе которого пропорциональна емкости внешнего конденсатора (С1 и С2) и достаточна для визуального обнаружения. Выходной усилитель мощности обеспечивает на время этого импульса «заземление» выхода устройства (выводов 5 или 3) с максимальным втекающим током 70 мА, что позволяет использовать в качестве световых индикаторов как светодиоды, так и миниатюрные лампы накаливания. Чувствительность ИУ (порог свечения светодиода HL2) устанавливают резистором R1, а входной уровень, соответствующий свечению второго светодиода, устанавливают резистором R2 на 3...6 дБ выше.

Шумоподавляющие устройства. Их применяют для увеличения отношения сигнал-шум паузы главным образом в магнитофонах с низкими скоростями движения ленты. Принцип действия простейших шумоподавителей – согласующих фильтров – основан на обеспечении более полного использования модуляционных свойств современных магнитных лент. Известно, что в спектре реальных музыкальных программ на частотах 3...7 кГц имеется минимум глубиной 10...12 дБ (по отношению к области максимальной спектральной плотности 200...700 Гц). Перегрузочная же способность магнитных лент на этих частотах меньше всего на несколько децибел. Согласующий фильтр вносит дополнительные частотные предыскажения сигнала записи на 5...7 дБ на частотах 2...8 кГц, а при воспроизведении выполняет обратную частотную обработку, что обеспечивает эффект шумопонижения на 4...6 дБ без искажения спектра фонограммы и появления заметных нелинейных искажений.

Схема согласующего фильтра показана на рис. 5.24. Фильтр состоит из эмиттерного повторителя на транзисторе VT1, обеспечивающего входное сопротивление около 50 кОм, и ОУ DA1, охваченного цепями R3, R4, С3 и R5, R6, С4 частотно-зависимой отрицательной ОС. В режиме записи согласующий фильтр должен быть включен перед УЗ, а в режиме воспроизведения – после УВ.

Принцип действия динамического шумопонижающего фильтра, схема которого показана на рис. 5.25, основан на автоматическом ограничении полосы пропускания канала воспроизведения магнитофона, если сигнал имеет малый уровень. При этом обеспечивается эффективное подавление характерных для магнитофонов с

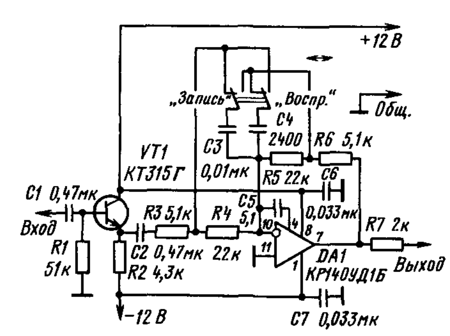


Рис. 5.24

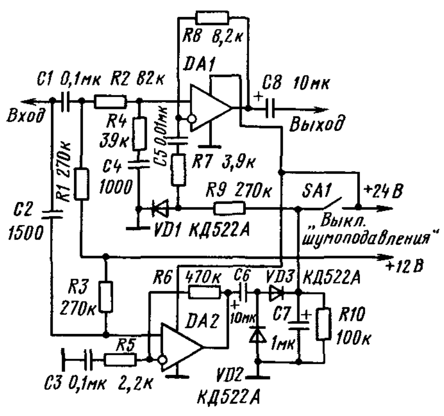


Рис. 5.25

низкими скоростями движения ленты высокочастотных шумов, наиболее заметных в паузах. Спектр исходного сигнала почти не изменяется, поскольку при малой громкости относительное содержание высокочастотных составляющих в реальном музыкальном сигнале невелико и ограничение полосы малозаметно, а при средней и большой громкости динамический фильтр уже не ограничивает полосу пропускания.

Если уровень высокочастотных составляющих на входе устройства невелик, то диод VD1 будет иметь большое дифференциальное сопротивление. При этом коэффициент передачи ОУ DA1 равен единице во всем звуковом диапазоне и АЧХ динамического фильтра определяется пассивным частотно-зависимым делителем R2, R4, C4, ослабляющим сигналы частот выше 4 кГц на 10 дБ. С повышением уровня высокочастотных составляющих положительное напряжение, снимаемое с детектора на диодах VD2, VD3 канала управления (выполненного на ОУ DA2), и подаваемое на диод VD1 через резистор R9, уменьшает его дифференциальное сопротивление, и при уровне сигнала выше −35 дБ полностью открывает диод. При этом замыкается цепь R8, C5, R7 частотно-зависимой отрицательной ОС, охватывающей ОУ DA1 и компенсирующей действие цепи R2, R4, C4.

В результате АЧХ динамического фильтра становится линейной во всем звуковом диапазоне. Динамическая характеристика и порог шумоподавления зависят соответственно от постоянной времени сглаживающей цепи C7, R10 детектора и коэффициента усиления взвешивающего фильтра высших частот на ОУ DA2 канала управления. Эффективность шумопонижения динамического фильтра равна 8...9 дБ. При необходимости шумопонижение может быть отключено выключателем SA1.

На рис. 5.26 показана схема динамического шумопонижающего фильтра, выполненного на специализированной микросхеме К157ХП3. Он представляет собой ФНЧ второго порядка с крутизной спада АЧХ 12 дБ/октава. Частота среза фильтра изменяется от 1,5 до 25 кГц в зависимости от уровня высокочастотных составляющих входного сигнала. При разработке фильтра были приняты меры, существенно снижающие неприятный эффект модуляции уровня шумов низко- и среднечастотными составляющими входного сигнала.

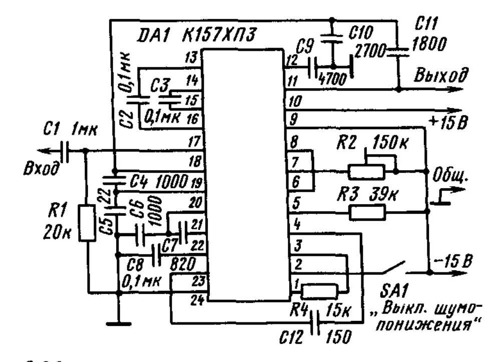


Рис. 5.26

В устройстве предусмотрена возможность установки (резистором R3) порога шумопонижения в пределах от −50 дБ (при R3 = ∞) до −30 дБ (при R3 = 0), а также регулировки резистором R2 начальной частоты среза в пределах от 1 кГц (при R2 = 150 кОм) до 20 кГц (при R2 = 0). Время реакции на нарастание сигнала (время расширения полосы) зависит от сопротивления резистора R4, а время реакции на спад сигнала (время восстановления узкой полосы пропускания) – от емкости конденсаторов C2, C3. С указанными на схеме номиналами время нарастания и спада равно соответственно 3 и 100 мс. Номинальный уровень входного сигнала 100 мВ, выходного – 500 мВ, а коэффициент нелинейных искажений при перегрузке 12 дБ не превышает 0,5%. Эффективность шумопонижения около 15 дБ.

Система динамического подмагничивания (СДП). Эта система в отличие от шумопонижающих устройств расширяет динамический диапазон канала записи-воспроизведения путем увеличения перегрузочной способности в области высших частот звукового диапазона. Принцип действия СДП основан на динамическом изменении тока высокочастотного подмагничивания в зависимости от уровня и спектрального состава записываемого сигнала. Если в спектре этого сигнала преобладают низко- и среднечастотные составляющие, а уровень высокочастотных невелик, то запись идет, как обычно, при фиксированном токе подмагничивания, обеспечивающем минимальные нелинейные искажения на средних частотах. С увеличением уровня высокочастотных составляющих сигнала записи СДП автоматически снижает ток высокочастотного подмагничивания, чем достигается выравнивание амплитудной характеристики и компенсация дополнительных частотных потерь записи, вызванных перемодуляцией магнитной ленты. Кроме того, вследствие действия эффекта взаимного подмагничивания уменьшаются нелинейные и интермодуляционные искажения средне- и низкочастотных составляющих сигнала записи.

Схема СДП показана на рис. 5.27. На ОУ DA1 собран развязывающий усилитель, одновременно выполняющий функции ФВЧ канала управления. Характеристики этого фильтра выбраны такими, чтобы обеспечить оптимальный уровень подмагничивания для разных частот сигнала записи. К выходу ФВЧ подключен детектор уровня на ОУ DA2 и диоде VD1 со сглаживающим фильтром R6, C4, R7, обеспечивающим инерционность, в 5 раз меньшую инерционности слухового восприятия. Стабистор VD2 защищает детектор от перерегулирования при воздействии импульсных помех. В стереомагнитофоне сигнал с выхода У3 второго канала подают на аналогичный ФВЧ и детектор. Поскольку выходы детекторов соединены параллельно, напряжение на конденсаторе C4 соответствует большему из двух сигналов записи.

Регулирование тока подмагничивания происходит в результате изменения напряжения питания ГСП, снимаемого с выходного усилителя СДП – инвертирующего алгебраического сумматора, выполненного на ОУ DA3 и транзисторах VT1, VT2. Выходное напряжение уменьшается

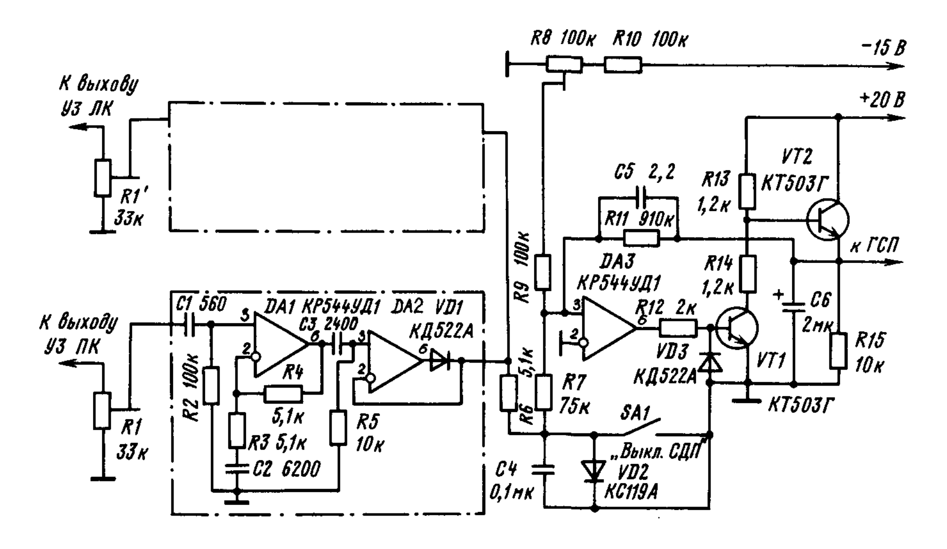


Рис. 5.27

при повышении напряжения на выходе детектора (на конденсаторе С4).

Налаживание СДП начинают с установки резисторами R1 и R1′ постоянного напряжения 2 В на конденсаторе С4 при поочередной подаче на входы УЗ магнитофона сигнала высшей частоты рабочего диапазона с уровнем от −10 до −6 дБ. После этого резистором R8 добиваются такого уровня высокочастотного подмагничивания, который соответствует максимальной линейности АЧХ канала записи-воспроизведения при повышенном до −10 дБ уровне записи; предварительно необходимо настроить магнитофоны при обычно используемом для линеаризации АЧХ уровне −20 дБ.

Использование СДП позволяет повысить максимальный неискаженный уровень записи высокочастотных сигналов на 12...15 дБ, что при использовании магнитной ленты I МЭК обеспечивает качество записи, эквивалентное, а при использовании ленты II МЭК-более высокое, чем на металлопорошковой ленте при фиксированном подмагничивании. Записи, сделанные с динамическим подмагничиванием, не требуют никакой специальной обработки при воспроизведении и поэтому могут быть воспроизведены с повышенным качеством на любом стандартном магнитофоне.

5.3. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Общие сведения

Лентопротяжный механизм (ЛПМ) выполняет перемещение магнитной ленты с заданной скоростью относительно магнитных головок. В режимах «Запись» и «Воспроизведение» лента прижимается к головкам, а при перемотке с одного рулона на другой с повышенной скоростью движения лента отводится от головок. Скорость перемещения (транспортирования) ленты в режимах «Запись» и «Воспроизведение» стандартизована и имеет номинальные значения 2,38; 4,76; 9,53; 19,05; 38,1; 76,2 см/с. Первые четыре значения применяют в ЛПМ бытовых и любительских магнитофонов, последние два присущи профессиональным аппаратам.

Скорость транспортирования ленты в зависимости от класса и назначения магнитофона может отличаться от номинального значения на ±(0,05...2)%, а от среднего значения, измеряемого за 100 с,-на ±(0,05...3)%. Могут быть и мгновенные колебания скорости, оцениваемые коэффициентом детонации в диапазоне 0,2... ...200 Гц, на ±(0,03...3)%. Наиболее ощущаются на слух мгновенные колебания скорости транспортирования ленты, вызываемые эксцентриситетом вращающихся деталей (ведущего вала, прижимного ролика), неравномерностью вращения приводных электродвигателей, трением ленты о магнитные головки, направляющие стойки и др. При разработке ЛПМ этим факторам следует уделять большое внимание.

Любой ЛПМ состоит из узла транспортирования ленты (ведущего вала прямого или косвенного привода и прижимного ролика), блока магнитных головок с направляющими элементами (роликами или стойками), узлов подачи ленты в зону ее взаимодействия с магнитными головками и приема ее из этой зоны.

Тракты ленты

Выбор и разработка оптимального тракта ленты-наиболее сложные вопросы конструирования ЛПМ. Можно изменять кинематическую схему ЛПМ и число электродвигателей, совершенствовать привод ведущего вала (прямой, косвенный с ременной передачей или с паразитным роликом), приемно-подающие узлы (прямой привод, косвенный, магнитный и др.), а тракт ленты остается прежний. Рассмотрим несколько современных вариантов тракта ленты, оптимальных как для переносных, так и для сетевых магнитофонов бытового применения.

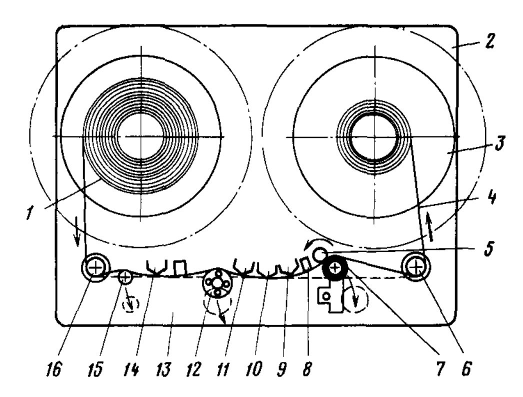


Рис. 5.28

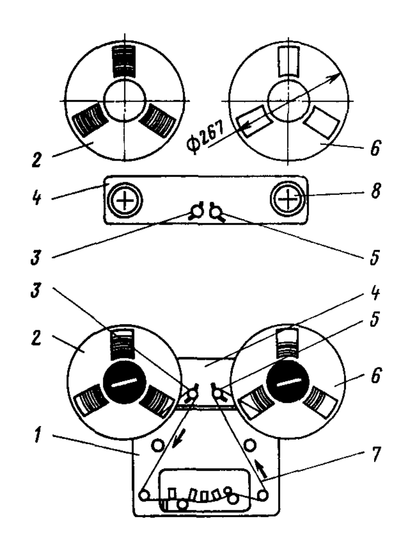


Рис. 5.29

Классический тракт ленты репортерского магнитофона разных стран (СССР, Швейцария, Франция, США), соответствующий по параметрам студийным ЛПМ, состоит из магнитных головок (рис. 5.28) записи 11 и воспроизведения 9, 10, установленных так, что лента огибает их по дуге большого радиуса, направляющих стоек 8 и 13, направляющих роликов 6 и 16, антишумового ролика 12. В режимах «Запись» и «Воспроизведение» ленту 4 транспортирует ведущий вал 5 и прижимной ролик 7. Сначала лента охватывает ведущий вал на угол 45°, далее идет линия контакта вал–прижимной ролик, затем лента охватывает прижимной ролик на угол 90°. Такая траектория ленты обеспечивает максимальную стабильность средней и мгновенной скоростей движения, практически исключает скольжение в узле транспортирования, но требует увеличения хода перемещения прижимного ролика из исходного положения, показанного штриховой окружностью.

Антишумовой ролик 12, который устанавливают на прецизионные шарикоподшипники (радиальное биение не более 1 мкм), хорошо сглаживает своей вращающейся массой высокочастотные (1000...5000 Гц) составляющие детонации. Поскольку антишумовой и прижимной ролики и стойки 15 смонтированы на подвижных рычагах, это позволяет при заправке и перемотке ленты отводить ее от магнитных головок. Положение ленты в этих случаях показано штриховой линией. На несущей панели 2 на приемном и подающем узлах устанавливают катушки 1 и 3 № 13, которые не выходят за контуры панели и крышки, или катушки № 18, которые выходят за эти контуры, в этом случае крышку ЛПМ снимают.

Рассмотренный тракт ленты удобен в эксплуатации, обеспечивает высокие параметры по коэффициенту детонации (±0,05% при скорости 38,1 см/с, ±0,07% при 19,05 см/с и ±0,12% при 9,53 см/с), мало изнашивает ленту и головки. Смену дорожек записи выполняют, как обычно, перестановкой катушек.

Для увеличения времени записи и воспроизведения в стационарных условиях к рассмотренному магнитофону можно добавить приставку (рис. 5.29), которая может работать с катушками большого диаметра, например № 27. Приставку 4 выполняют в виде прямоугольной коробки, в которой по краям размещены электродвигатели 8, а в середине – ролики 3 и 5 натяжных рычагов. Приставку и магнитофон 1 скрепляют между собой и соединяют электрически; магнитная лента 7 поступает на приемную 6 и сматывается с подающей 2 катушки. Электродвигатели 8 выбирают большей мощности, чем для катушек малого диаметра.

На рис. 5.30 показано техническое решение тракта ленты (15) еще одного репортерского магнитофона с приставкой. На несущей панели магнитофона 6 размещены направляющие ролики 14 и 7, магнитные головки стирания 12, записи 11 и воспроизведения 10. Прижимной ролик 8 и антишумовой 13 размещены на одинаковых рычагах. При перемотке их отводят до положения, показанного штриховой линией.

Катушки 18 и 3 большого диаметра (№ 27) установлены по углам П-образного кронштейна 1, сочленяемого механически с панелью магнитофона. Сверху на осях катушек установлены шкивы 19 и 2, диаметр которых больше диаметра шкивов 16 и 5 во столько же раз (конкретно в данном магнитофоне в 2,1 раза), во сколько диаметр катушек приставки больше диаметра основных катушек. Шкивы соединяют между собой резиновыми ремнями 17 и 4.

Оптимален тракт ленты студийного магнитофона (рис. 5.31), где натяжение ленты 8 поддерживается постоянным в ветви подающей катушки 3 датчиком направляющего ролика 1 и в ветви приемной катушки 7 датчиком направляющего ролика 10. В режиме записи антишумовой ролик 15 путем глубокого охвата лентой создает надежный ее контакт со всеми магнитными головками – стирания 14, записи 4 и воспроизведения 12. В режиме воспроизведения антишумовой ролик поворачивается на меньшую глубину и тем самым исключает контакт ленты со стирающей головкой, уменьшая их износ. Направляющие ролики 2 и 9 уменьшают влияние изменения диаметра рулонов ленты на ее натяжение. В режимах «Запись» и «Воспроизведение»

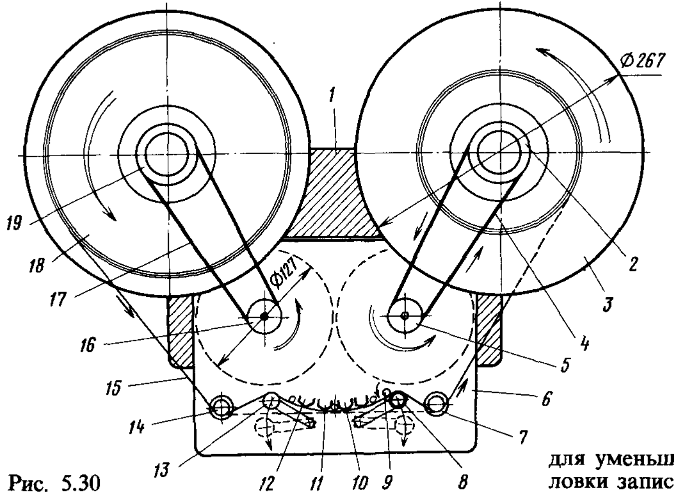


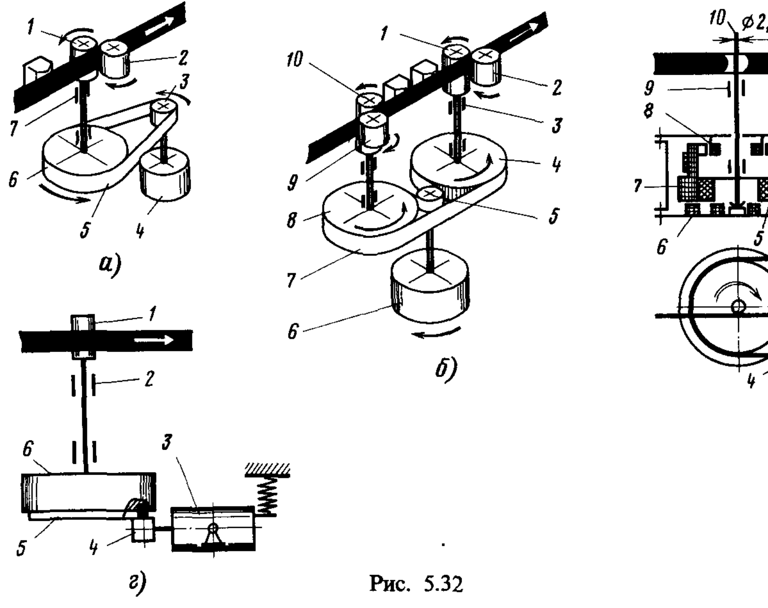
Рис. 5.30

Рис. 5.31

для уменьшения электромагнитных наводок головки записи и воспроизведения прикрывают со стороны рабочих зазоров экранами, установленными на поворотном рычаге 13.

Узел транспортирования ленты выполняет ее перемещение относительно магнитных головок с заданной номинальной скоростью. Он состоит (рис. 5.32, *а*) из ведущего вала 1, который с помощью прижимного ролика 2 обеспечивает надежный фрикционный контакт между валом и лентой, маховика 6, установленного на нижнем конце ведущего вала, и электродвигателя 4 со шкивом 3. Шкив связан с маховиком пассиком 5. Ведущий вал вращается в подшипниках 7.

Для увеличения стабильности мгновенной скорости движения ленты применяют двухвальную схему транспортирования (рис. 5.32, *б*). Здесь размещают два ведущих вала 1 и 10 со своими прижимными роликами 2 и 9. Маховики 4 и 8 вращаются от общего электродвигателя 6



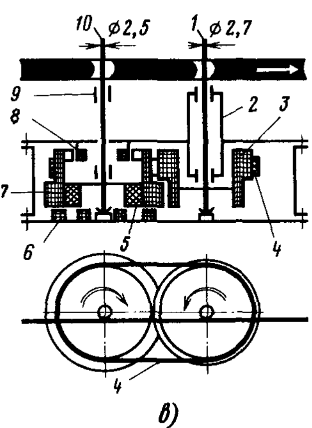


Рис. 5.32

посредством пассика 7 и шкива 5. Это позволяет уменьшить разброс значений средней и мгновенной скоростей движения ленты. Стабильное ее натяжение в зоне между ведущими валами создается соответствующим выбором диаметра маховиков и различными усилиями прижима роликов 2 (большее) и 9 (меньшее).

На рис. 5.32, *в* показан узел транспортирования с приводом ведущих валов 1 и 10 по так называемой Z-схеме, впервые примененной в кассетных магнитофонах с коэффициентом детонации ±0,03%. В этом узле применены ведущие валы различного диаметра: основной 1 несколько больше, чем дополнительный 10.

Неодинаков диаметр и у прижимных роликов, различны моменты инерции маховиков 3 и 7. Это позволило разнести частоты резонанса двух вращающихся систем. Ведущие валы и подшипники скольжения 2 и 9 выполняют с исключительно высокой точностью. Дополнительный вал 10 с частотным датчиком 8, имеющим 120 полюсов, вместе с системой фазового авторегулирования, оснащенной кварцованным генератором, обеспечивает постоянство скорости движения ленты. Сумму значений тока, протекающего в четырех катушках 6, помещенных вблизи от магнитов 5 маховика 7, устанавливают такой, чтобы петлей ОС по току она поддерживалась постоянной. Маховик 7 ротора электродвигателя имеет момент инерции 1100 г·см^2. Маховики 7 и 3 связаны пассиком 4.

Прост и надежен узел транспортирования (рис. 5.32, *г*) с торцевым контактом маховика 6 со шкивов 4 электродвигателя 3. В канавку на торце маховика вклеено резиновое кольцо 5. Ведущий вал вращается в подшипниках 2, 8 (качения или скольжения). Электродвигатель подпружинен и сбалансирован по точке подвеса, что обеспечивает надежный прижим шкива к маховику в условиях вибрации и тряски. Такой узел транспортирования часто применяют в репортерских малогабаритных магнитофонах. Он обеспечивает на скорости движения ленты 9,53 см/с коэффициент детонации не хуже ±0,12%. В режиме «Стоп» следует отводить шкив электродвигателя от резинового кольца маховика.

Узлы подачи и приема ленты

Эти узлы выполняют подачу ленты в рабочую зону ЛПМ и прием ее из зоны с требуемым напряжением в режимах «Запись» и «Воспроизведение», а также ускоренную перемотку с одного рулона на другой.

Наиболее надежен узел привода рулона с прямой механической связью с электродвигателем (рис. 5.33, *а*). Вращающий момент, развиваемый электродвигателем 1, должен быть в 1,2...1,5 раза больше произведения натяжения ленты на максимальный радиус намотки рулона 2. Из этого следует, что для больших катушек, например № 27, при натяжении ленты, равном 1,2 Н, вращающий момент равен примерно 24,3 Н·см. Для обеспечения такого вращающего момента необходим электродвигатель значительных размеров (диаметром около 100 мм), что не всегда бывает приемлемо.

В таких случаях целесообразно применять косвенный привод (рис. 5.33, *б*). Электродвигатель 1 через ременную передачу 5 и шкив 4 вращает рулон 3, жестко связанный со шкивом 4. Вращающий момент, развиваемый электродвигателем, здесь может быть уменьшен в число раз, равное передаточному числу шкивов 2 и 4. В случае применения коллекторного электродвигателя необходимо устанавливать однонаправленную механическую развязку вала от шкива рулона, так как при перемотках момент сопротивления вала электродвигателя, увеличенный в передаточное число раз, создает недопустимо большое натяжение ленты.

В устройстве с магнитным приводом рулона ленты (рис. 5.33, *в*) тонкий алюминиевый диск 1

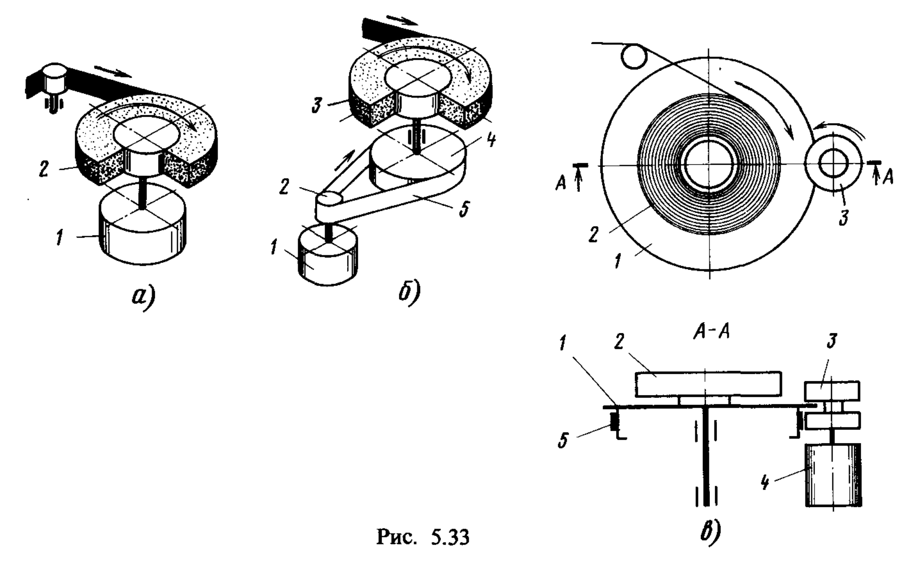


Рис. 5.33

диаметром, несколько большим диаметра рулона, входит в разомкнутую магнитную цепь индуктора 3, вращающегося от электродвигателя 4. Индуктор представляет собой два чашеобразных стакана из магнитомягкой стали, внутри которых по торцевой поверхности приклеено 10–12 постоянных магнитов, изготовленных в виде секторов. Полярность магнитов – чередующаяся. При ускоренной перемотке барабан диска 1 с резиновым кольцом 5 плотно прижимают к наружиой цилиндрической поверхности индуктора 3.

Привод рулонов ленты с помощью фрикционных муфт может быть применен только в переносных магнитофонах.

5.4. МАГНИТНЫЕ ГОЛОВКИ И МАГНИТНАЯ ЛЕНТА

Магнитные головки и магнитная лента в значительной степени определяют частотный и динамический диапазоны записи и воспроизведения. Основой головки (рис. 5.34) служит магнитопровод 1. Он собран из двух частей. В передний (рабочий) зазор между частями магнитопровода вложена тонкая немагнитная прокладка 2. Толщина магнитопровода (или, иначе, – длина зазора) определяет ширину дорожки записи на ленте. Задний (дополнительный) зазор между частями магнитопровода предусматривают только у ГЗ. На магнитопроводе размещена обмотка 3. Магнитопровод с обмоткой помещен в экранирующую коробку 5, прикрепленную к основанию 4.

В качестве материала магнитопровода головок используют пермаллой, феррит и сендаст. Ферритовые головки по сравнению с пермаллоевыми в 10...100 раз более износоустойчивы, однако имеют невысокую магнитную индукцию насыщения и повышенный уровень магнитострикционных шумов. Поэтому ферритовые ГЗ записывают с бóльшими нелинейными искажениями, а ферритовые ГВ имеют бóльшие собственные шумы. Ферритовые ГС не обеспечивают полного размагничивания металлопорошковых лент. Сендастовые головки по износоустойчивости занимают среднее положение между пермаллоевыми и ферритовыми. Они обладают наибольшей индукцией насыщения и, как следствие, обеспечивают запись с наименьшими искажениями, однако сложны в изготовлении и дороги.

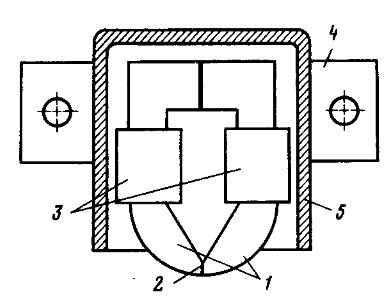


Рис. 5.34

Условное обозначение головок по ГОСТ 19775–81 состоит из нескольких элементов. Первая цифра означает (целочисленно) ширину магнитной ленты, для работы с которой предназначена головка. Следующая буква указывает на назначение: А – головка записи, В – воспроизведения, С – стирания, Д – универсальная. Вторая цифра соответствует наибольшему числу одновременно воспроизводимых, записываемых или стираемых дорожек фонограммы. Третья цифра показывает наибольшее число дорожек фонограммы на ленте. В обозначении стирающих головок следующие одна или две цифры означают рекомендуемую максимальную скорость движения ленты. Две цифры после точки – номер модификации. Третья цифра после точки указывает категорию головки: 0 – для магнитофонов высшей и 1-й групп сложности, 1 – для магнитофонов группы сложности 2, 2 – для магнитофонов групп сложности 3 и 4.

Условное обозначение головок, разработанных до 1981 г., содержит после третьей цифры буквы Н или П, обозначающие сопротивление головки: Н – низкое, П – высокое. Третья буква обозначает категорию: У – улучшенная, О – обычная.

Основные параметры наиболее распространенных головок указаны в табл. 5.4. Значения тока записи, подмагничивания и стирания соответствуют работе с лентой I МЭК.

Частотные потери современных ГВ на вихревые токи и гистерезис на высшей частоте рабочего диапазона не превышают 3 дБ.

Волновые потери в децибелах

$$D_S = 20\lg\left|\frac{\sin\frac{\pi S_э}{\lambda}}{\frac{\pi S_э}{\lambda}}\right|,$$

где $S_э$ – эффективная ширина рабочего зазора; λ – длина волны записи.

Частотные и волновые потери современных ГЗ на высшей частоте рабочего диапазона равны 8...12 дБ. Волновые потери из-за неплотного прилегания ленты к рабочей поверхности ГВ могут быть оценены в децибелах по формуле $D_d = -54{,}6\,d/\lambda$, где d – зазор между магнитной лентой и головкой. Для минимизации этих потерь необходимо обеспечить равномерный прижим ленты к головкам с удельным давлением от 0,1...0,15 Н/см^2 при использовании ленты толщиной 12...18 мкм, до 0,4...0,6 Н/см^2 ленты толщиной 37...55 мкм. Нужно также следить за чистотой рабочей поверхности головок в процессе эксплуатации.

Магнитные ленты для катушечных магнитофонов изготавливают толщиной 24...37 мкм и шириной 6,25 ± 0,05 мм, а для кассетных – толщиной 12...18 мкм и шириной $3{,}81_{-0{,}05}$ мм. Основой современных лент служит лавсан.

Согласно Публикации МЭК № 94 магнитные ленты для кассетных магнитофонов в зависимости от материала рабочего слоя подразделяют на четыре группы: I МЭК – с рабочим слоем из окиси железа Fe_2O_3, II МЭК – с рабочим слоем

Таблица 5.4. **Основные параметры магнитных головок**

Головка	Индуктивность, мГн	Ширина рабочего зазора, мкм (или относительная АЧХ воспроизведения, дБ, на частоте, кГц)	Относительная АЧХ записи, дБ	ЭДС воспроизведения на частоте 1 кГц, мВ	Ток, МА		
					записи	подмагничивания	стирания
6А44Н.1	11...19	6,5...9,5	–	–	0,4	2,35	–
6В44Н.1	80...120	2	–	0,72	–	–	–
6А24.710	1,9...3,1	–	−10	–	1,2	4,5	–
6В24.710	300...500	(12;14)	–	1,3	–	–	–
6А24Н.510	2,2 ± 0,55	4...8	−14	–	1	4	–
6В24Н.510	500	3,5	–	1,15	–	–	–
6А24Н.5У	17...23	–	−14	–	0,25	3,5	–
6В24Н.5У	120...200	(6;16)	–	1,27	–	–	–
64Н.4У	17...23	5,5...8,5	–	–	0,45	2,7	–
6В24Н.4У	60...95	2...3	–	0,82	–	–	–
6В24Н.60У	200...400	(7; 16)	–	1,3	–	–	–
6А24.041	17...23	5,5...8,5	–	–	0,45	2,5	–
6В24.041	60...95	2,5...3,25	–	0,9	–	–	–
6Д24Н.10	60...95	2,5...4,25	–	0,76	0,27	1,8	–
6Д24Н.30	35...90	2,5...6	–	0,46	0,35	3	–
6Д24Н.40	60...85	2,5...4	–	0,8	0,18	1,2	–
6Д24Н.50	60...95	2,5...4	–	0,87	0,17	1,2	–
6Д24.051	60...95	2,5...4	–	0,87	0,17	1,2	–
6С249.2	0,5...1,3						60
6С249.1У	0,7...1,05						60
6С24.011	0,6...1						60
6С24.020	0,45...0,8						60
6С24.020	0,45...0,8						60
6С2419.2У	0,5...0,7						60
6С2419.310	0,35...0,55						80
3Д44Н.1	100...200	1,5...1,8	–	0,3	0,12	1	–
3Д24Н.10	55...90	1,5...1,8	–	0,28	0,2	1,2	–
3Д24Н.1У	55...90	1,5...1,8	–	0,31	0,12	0,5	–
3Д24Н.210	60...100	1,8	–	0,42	0,15	0,75	–
3Д24.012	55...90	1,5...3	–	0,55	0,12	0,6	–
3Д24.041	100...160	1,5...1,8	–	0,6	0,1	0,7	–
3Д24.051	55...90	1,5...2,5	–	0,68	0,2	0,8	–
3Д24.060	55...90	1,5...2	–	0,68	0,2	0,8	–
3Д24.080	110...190	(6,5; 14)	−14	0,57	0,064	0,39	–
3Д24.081	110...170	(1; 14)	−15	0,53	0,07	0,4	–
3Д24.211	60...100	(2; 12,5)	−20	0,55	0,2	0,65	–
3Д24.221	85...145	(2; 12,5)	−19	0,64	0,15	0,65	–
3Д24.232	50...145	(1,5; 12,5)	−24	0,48	0,2	0,65	–
3АВ24.Н1 (ГВ / ГЗ)	115...185 / 7,2...10,8	1...1,2 / 3...3,5	−16	0,62	–	–	–
3Д12Н.20	45...75	1,2...1,8	–	0,42	0,15	1,5	–
3Д12Н.210	60...100	1,8	–	0,66	0,3	1,5	–
3Д12.212	60...100	(4; 10)	−20	0,83	0,25	1,2	–
3Д12.222	50...110	(3; 10)	−20	0,76	0,25	1,2	–
3С124.10	0,2...0,4						100
3С124.1У	0,22...0,37						80
3С12.011	0,2...0,4						80
3С124.210	0,25...0,37						80
3С12.211	0,25...0,37						80

из двуокиси хрома CrO_2, III МЭК – с двухслойным материалом FeCr, IV МЭК – с рабочим слоем из порошка железа. На рис. 5.35 представлены типовые характеристики чувствительности для частот записи 333 Гц и 12,5 кГц, ($E_{333Гц}$ и $E_{12,5кГц}$) и максимального уровня записи 333 Гц и 10 кГц ($A_{333Гц}$ и $A_{10кГц}$) в зависимости от тока подмагничивания.

Для ленты I МЭК стандартизована АЧХ потока короткого замыкания, характеризуемая по-

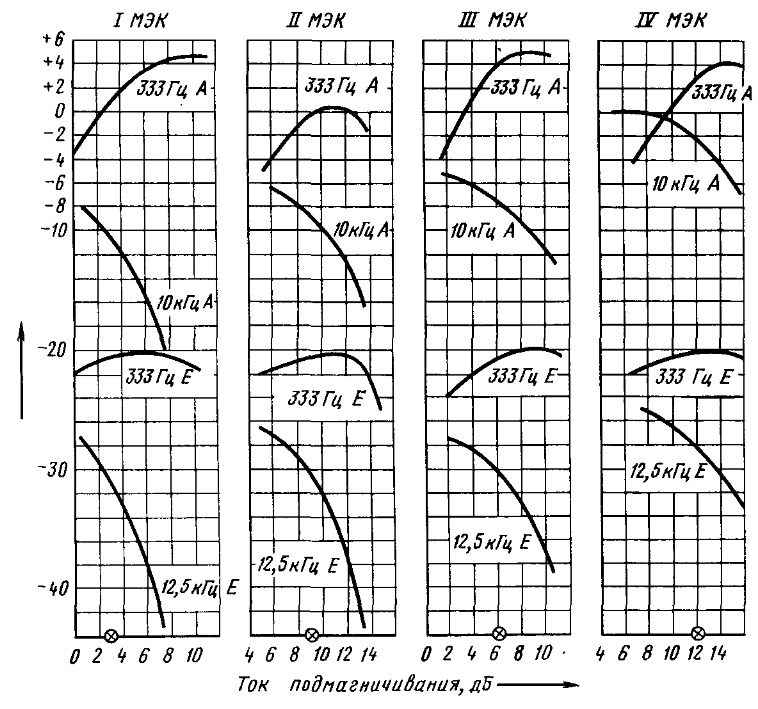


Рис. 5.35

стоянными времени $\tau_1 = 120$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс, для остальных групп $\tau_1 = 70$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс. Ток подмагничивания и записи для ленты II МЭК примерно на 6 дБ больше, III МЭК – на 3 дБ больше, IV МЭК – на 9 дБ больше, чем для ленты I МЭК.

В табл. 5.5 указаны основные параметры магнитных лент для катушечных и кассетных магнитофонов.

5.5. НАЛАЖИВАНИЕ МАГНИТОФОНОВ. ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ

Чтобы исключить грубые ошибки, до налаживания магнитофона все соприкасающиеся с магнитной лентой детали ЛПМ необходимо тщательно очистить тампоном, смоченным в спирте, а остальные детали размагнитить.

Таблица 5.5. **Основные параметры магнитных лент для бытовой звукозаписи**

Лента	Ток подмагничивания, дБ	Чувствительность, дБ	Относительная АЧХ, дБ	Коэффициент гармоник при номинальном уровне записи, %	Относительный уровень, дБ: шумов паузы	стирания	копирэффекта	Уровень записи при коэффициенте гармоник 5 %, дБ	Относительная амплитудная характеристика на частоте 10 кГц, дБ
А4403-6Б	−0,5 ± 0,5	−1,4 ± 0,3	−8 ± 1	3	–	–	−51	+2,3	–
А4407-6Б	1,5	−1,5	−4	2	−54	−70	−48	+5	−8
А4408-6Б	0 ± 0,5	−0,5 ± 1	−3 ± 1	1,5	−54	−70	−48	+5	−8
А4409-6Б	−0,5 ± 1	−0,5	−2	2	−58	−77	−54	+4	−3
А4416-6Б	+2	+0,5	0	1,2	−60	−77	−55	+5	0
А4307-6Б	0 ± 1	+0,5…+2	0…+4	2,5	−54	−72	−50	+3	−4
А4309-6Б	−0,5 ± 1	−0,5	−1,5	2,3	−58	−77	−55	+4	−3
А4310-6Б	−0,5 ± 1	0,5 ± 1	−0,5 ± 1	2,3	−58	−77	−55	+4	−3
А4203-3Б	0 ± 1	−1 ± 1,5	−2	3,5	−42	−65	−50	+4	–
А4205-3Б	0 ± 1	0 ± 1	0	1,2	−48	−70	−52	+6,5	−8
А4206-3Б	0 ± 1	0 ± 1	1 ± 1	1,2	−48	−70	−52	+6,5	−8
А4212-3Б (CrO_2)	4 ± 1	−3 ± 1	+4	2,1	−52	−70	−48	+4	+2
А4213-3Б (CrO_2)	4,5 ± 0,5	−2 ± 1	5 ± 1	2,1	−54	−70	−48	+4	+2

Регулировка положения магнитных головок необходима для обеспечения размеров и расположения дорожек записи в соответствии с рис. 5.1 и 5.2, а также минимизации волновых потерь, вызванных непараллельностью рабочих зазоров ГЗ и ГВ. Вызываемые перекосом потери в децибелах определяются выражением

$$D_\alpha = 20\lg\left|\frac{\sin\left(\pi\frac{h\,\mathrm{tg}\,\alpha}{\lambda}\right)}{\pi\frac{h\,\mathrm{tg}\,\alpha}{\lambda}}\right|,$$

где h – ширина дорожки записи; α – угол перекоса; λ – длина волны записи.

При правильной установке верхний край рабочего зазора ГУ, ГУ и ГЗ катушечного магнитофона должен совпадать с верхним краем ленты, а верхний край рабочего зазора ГС должен быть на 0,1 мм выше ее края. В кассетных магнитофонах правильное положение ленты по высоте обеспечивают направляющие штыри, закрепленные в корпусе головки. Перпендикулярность зазора ГВ и ГУ направлению движения ленты устанавливают по максимуму выходного напряжения при воспроизведении высокочастотного сигнала измерительной ленты или фонограммы, записанной на магнитофоне с заведомо правильно установленной ГЗ. Головку записи регулируют по максимуму уровня записи высокочастотного сигнала после юстировки ГВ.

АЧХ канала воспроизведения представляет собой зависимость напряжения на линейном выходе от частоты сигнала измерительной ленты, АЧХ магнитного потока короткого замыкания которой соответствует стандартной. В магнитофоне с исправной ГВ (ГУ) и УВ, имеющим малую динамическую входную емкость, стандартную АЧХ канала воспроизведения с необходимой точностью можно получить выбором стандартных значений постоянных времени цепей корректирующей отрицательной ОС.

Чувствительность канала воспроизведения регулируют изменением коэффициента усиления УВ при воспроизведении измерительной магнитной ленты со стандартным номинальным уровнем потока короткого замыкания (320 или 250 нВб/м) на опорной частоте (1000 или 400 Гц). В этом случае необходимо установить напряжение на линейном выходе равным 0,5 В.

Регулировка тока подмагничивания является операцией, от которой в наибольшей степени зависит качество записи. При токе подмагничивания, меньшем оптимального, запись низко- и среднечастотных сигналов происходит с большими нелинейными искажениями, а уровень высокочастотных сигналов оказывается поднят на 10...20 дБ. При токе подмагничивания, большем оптимального, наоборот, запись высокочастотных составляющих спектра оказывается ослабленной.

Для установки оптимального тока подмагничивания на вход магнитофона подают сигнал напряжением примерно на 20 дБ меньше номинального и частотой 10 кГц при скорости магнитной ленты 19,05 см/с или 6,3 кГц при скоростях 9,53 и 4,76 см/с. Путем пробных записей определяют ток подмагничивания, соответствующий максимуму чувствительности ленты (максимуму сигнала воспроизведения). Затем ток увеличивают настолько, чтобы чувствительность уменьшилась на 3 дБ. Такой ток подмагничивания и будет оптимальным. Измерять его удобно по падению напряжения на резисторе сопротивлением 10 Ом, включенном в разрыв земляного провода ГЗ.

Для **градуировки индикаторов уровня записи** на магнитофоне воспроизводят измерительную магнитную ленту с номинальным потоком короткого замыкания (часть «У») и измеряют напряжение на линейном выходе. Путем пробных записей сигнала с частотой, равной частоте измерительной магнитной ленты, устанавливают такое усиление УЗ, при котором напряжение воспроизведения будет равно напряжению при воспроизведении измерительной магнитной ленты. После этого магнитофон еще раз включают в режим записи и регулируют чувствительность индикатора уровня записи таким образом, чтобы его показания соответствовали 0 дБ при использовании индикатора максимального уровня или +4... +6 дБ при использовании индикатора среднего уровня.

Для **измерения АЧХ канала записи – воспроизведения**, представляющей собой зависимость напряжения воспроизведения от частоты при постоянном напряжении записи, на вход магнитофона через резистор сопротивлением 22 кОм подают напряжение частотой 1 кГц и регулятором уровня устанавливают номинальный уровень записи. После этого входное напряжение уменьшают на 20 дБ и, поддерживая его неизменным, записывают на ленту сигналы ряда частот в пределах рабочего диапазона. При воспроизведении сигналограммы измеряют зависимость напряжения на линейном выходе от частоты воспроизводимого сигнала. Если в магнитофоне имеется система АРУЗ, ее отключают, а при невозможности это сделать входное напряжение при записи устанавливают на 20 дБ меньше нижнего уровня ее срабатывания. Верхняя и нижняя граничные частоты рабочего диапазона определяют как абсциссы точек выхода измеренной АЧХ за границы поля допусков (рис. 5.4).

Коэффициент нелинейных искажений для рабочего уровня записи измеряют следующим образом. На вход магнитофона подают сигнал частотой 1 кГц и напряжением, равным максимальному для данного входа, и записывают его на ленту с номинальным уровнем. При воспроизведении сигналограммы селективным вольтметром, настроенным на частоту 3 кГц, измеряют напряжение 3-й гармоники. Выраженное в процентах частотное от деления напряжения 3-й гармоники на полное выходное напряжение дает значение коэффициента нелинейных искажений.

Для измерения **относительного уровня шумов канала записи – воспроизведения** на вход магнитофона подают напряжение частотой 1 кГц. Переведя регулятор уровня записи в положение наибольшего усиления, устанавливают входное напряжение, при котором обеспечивается номинальный уровень записи, и в течение нескольких минут ведут запись. Затем, не меняя положения регулятора уровня записи, отключают генератор

сигналов, шунтируют вход магнитофона резистором сопротивлением 22 кОм и продолжают запись паузы еще несколько минут. Перемотав ленту, воспроизводят сигналограмму и, подключив к выходу магнитофона взвешивающий фильтр «МЭК-А» (табл. 3.7 и рис. 3.34) и милливольтметр среднеквадратических значений, измеряют напряжение при воспроизведении сигнала $U_с$ и паузы $U_п$. Относительный уровень шумов в децибелах определяют по формуле

$$N_ш = 20\lg\frac{U_п}{U_с}.$$

Относительный уровень проникания из одного стереоканала в другой измеряют на частотах 250, 1000 и 6300 Гц. Для этого вход левого канала магнитофона шунтируют резистором сопротивлением 22 кОм, а на вход правого подают сигнал частотой 1 кГц и записывают его на ленту с уровнем, меньшим номинального на 10 дБ. Поддерживая входное напряжение неизменным, записывают сигналы ряда частот указанного диапазона. По окончании записи ленту перематывают и при воспроизведении измеряют напряжение на линейных выходах левого $U_{вых.л}$ и правого $U_{вых.п}$ каналов. Для выделения напряжения переходной помехи из флуктуационных шумов необходимо использовать селективный фильтр. Относительный уровень межканального проникания определяют в децибелах по формуле

$$N_{мк} = 20\frac{U_{вмх.л}}{U_{вых.п}}.$$

Испытания повторяют, поменяв каналы местами. За окончательный принимают худший из двух результат.

Для измерения **относительного уровня стирания** на вход магнитофона подают сигнал частотой 1 кГц записывают его с номинальным уровнем. Затем ленту перематывают примерно до середины записанного участка и стирают вторую половину сигналограммы. После этого селективным милливольтметром измеряют напряжение воспроизведения первой $U_{вых\,1}$ и второй (стертой) $U_{вых\,2}$ частей сигналограммы. Относительный уровень стирания в децибелах рассчитывают по формуле

$$N_с = 20\frac{U_{вых\,2}}{U_{вмх\,1}}.$$

При **измерении относительного уровня проникания с мешающих дорожек** проводят запись на частотах 31, 40, 80, 200, 1000 Гц с номинальным уровнем. На стереофоническом магнитофоне записывают на обе дорожки. Затем сигналограмму воспроизводят и измеряют выходное напряжение, соответствующее каждой контролируемой частоте. Правую и левую катушки меняют местами (в кассетных магнитофонах переворачивают кассету) и селективным милливольтметром измеряют выходные напряжения, соответствующие каждой контролируемой частоте при воспроизведении незаписанной дорожки. Результатом измерений является отношение напряжений при воспроизведении незаписанной дорожки к напряжениям дорожки с записью, выраженное в децибелах.

Коэффициент паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) измеряют осциллографическим методом. Для этого на вход магнитофона подают сигнал частотой 10 кГц и записывают его с уровнем около -20 дБ. Сигнал воспроизведения подают на вход Y осциллографа и устанавливают частоту развертки в пределах 5...20 Гц. Наблюдая сигнал, с помощью масштабной сетки измеряют в течение нескольких секунд максимальное U_{max} и минимальное U_{min} значения огибающей воспроизводимого с ленты сигнала. Коэффициент ПАМ определяют по формуле

$$K_{ПАМ} = \frac{U_{max} - U_{min}}{2(U_{max} + U_{min})}\cdot 100\%.$$

Для определения максимального уровня записи и воспроизведения на вход магнитофона подают сигнал частотой 12 кГц с уровнем -30 дБ. В процессе записи уровень входного сигнала плавно, в течение 30...40 с, увеличивают до 3...6 дБ. После этого определяют максимальное выходное напряжение при воспроизведении записанной сигналограммы $U_{12\,max}$. Максимальный уровень записи на частоте 12 кГц определяют в децибелах по формуле

$$N_{12\,кГц} = 20\lg\frac{U_{12\,max}}{U_{ном}},$$

где $U_{ном}$ – номинальное выходное напряжение канала воспроизведения на частоте 1 кГц.

Отклонение скорости магнитной ленты от номинальной измеряют с помощью отрезка ленты известной длины и секундомера. Длина отрезка ленты с учетом ее натяжения при рабочем ходе конкретного магнитофона в сантиметрах должна быть равна $L = 100\,V_0 \pm 0{,}5$, где V_0 – номинальная скорость ленты, см/с. Время прохождения отрезка ленты определяют либо визуально по отметкам, нанесенным на ленте, либо на слух по записанным на ленте сигналам. Результатом в процентах служит алгебраическая разность между числом 100 и полученным не менее чем в пяти измерениях средним арифметическим значением времени прохождения мерного отрезка в секундах.

Коэффициент детонации измеряют в начале и конце полной катушки (кассеты) детонометром, подключенным к выходу магнитофона при воспроизведении части «Д» измерительной ленты. Если измерительной ленты нет, а также если измеряемый коэффициент детонации менее чем в 3 раза превышает собственный коэффициент детонации измерительной ленты (он указан в паспорте ленты), используют способ записи – воспроизведения. На испытуемом магнитофоне записывают синусоидальный сигнал частотой 3150 Гц $\pm$ 1% от генератора с нестабильностью частоты не хуже 10^{-4}. Перемотав ленту до начала записанного участка, включают режим воспроизведения и измеряют коэффициент детонации детонометром. Воспроизведение участка и измерение повторяют 5 раз. За результат принимают среднее арифметическое значение пяти измерений.

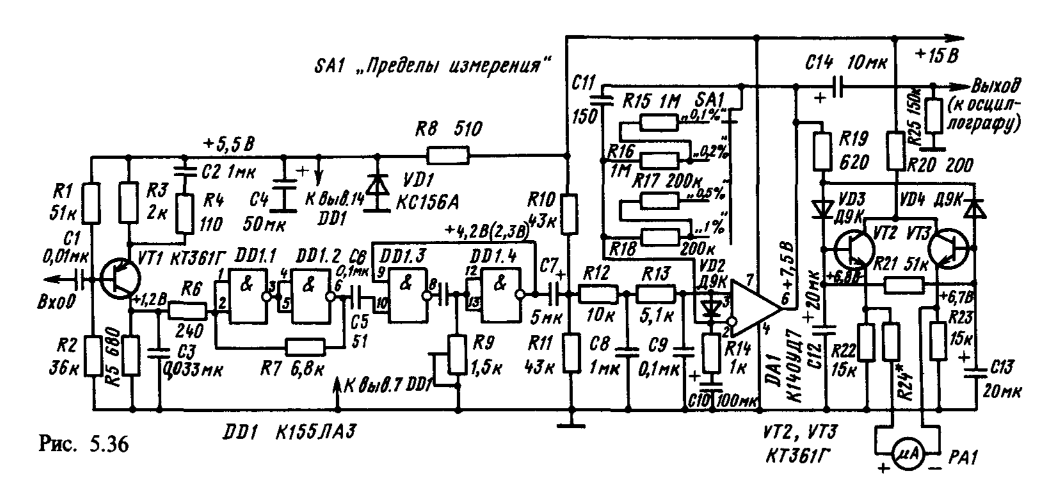


Рис. 5.36

Схема простого детонометра изображена на рис. 5.36.

Основные технические характеристики детонометра:

Частота измеряемого сигнала, Гц	31,50 ± 5%
Диапазон измерения коэффициента детонации, %	0,02 ... 1
Входные напряжения, В	0,8 ... 10
Входное сопротивление, кОм	12

Входной усилитель на транзисторе VT1 одновременно выполняет функции полосового фильтра, увеличивающего помехозащищенность детонометра. Отфильтрованный сигнал поступает на триггер Шмитта на логических элементах DD1.1, DD1.2, формирующий прямоугольные импульсы с постоянной амплитудой, устраняя таким образом влияние на результат измерения паразитной амплитудной модуляции измеряемого сигнала. Выходные импульсы триггера Шмитта, продифференцированные конденсатором C5, запускают ждущий мультивибратор на элементах DD1.3, DD1.4, который формирует импульсы постоянной длительности с частотой повторения, равной частоте входного сигнала. Изменение среднего за период значения такого импульсного напряжения прямо пропорционально измерению частоты измерительного сигнала.

Полосовой фильтр C7R10R11R12C8R13C9 выделяет из импульсной последовательности напряжение, пропорциональное колебаниям частоты входного сигнала, и одновременно формирует «взвешенную» АЧХ в соответствии с характеристикой субъективного восприятия детонации. Отфильтрованный сигнал поступает на неинвертирующий усилитель, выполненный на ОУ DA1, коэффициент усиления которого задает цепь R14–R18 отрицательной ОС. Для уменьшения длительности переходного процесса зарядки конденсатора C10 при включении питания детонометра между входами ОУ включен диод VD2.

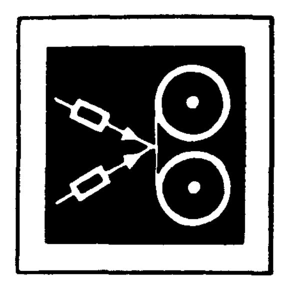
Усиленный сигнал с выхода ОУ подают на вход осциллографа, и одновременно он поступает на вход квазипикового детектора (через резистор R19), собранного на транзисторах VT2, VT3. Стандартная динамическая характеристика детонометра обеспечена соответствующим выбором сопротивления резисторов R19, R21 и емкости конденсаторов C12, C13.

Питать детонометр можно от любого источника постоянного тока напряжением 15 ± 1 В с пульсациями не более 0,5 мВ. Потребляемый ток не превышает 25 мА.

Резисторы R14–R18 цепи ОС необходимо подобрать с минимальным отклонением от указанных на схеме номиналов. Диоды VD2–VD4 должны иметь обратное сопротивление не менее 500 кОм. Статический коэффициент передачи тока транзисторов не менее 80. Транзистор VT3 должен иметь коэффициент передачи тока от 150 до 250.

В качестве измерительного прибора PA1 можно использовать практически любой микроамперметр с линейной шкалой и током полного отклонения стрелки 50...20 мкА, например М24, М96, М906 и т.п. Сопротивление добавочного резистора R24 должно быть равно $3/I_п - R_р$, где $R_р$ – сопротивление рамки, $I_п$ – ток полного отклонения стрелки микроамперметра. Можно использовать для измерения также авометры ТЛ-4, ТЛ-4М, Ц4313 и др., для чего необходимо включить их на измерение постоянного напряжения до 3 В и подключить непосредственно к эмиттерам транзисторов VT2 и VT3.

Для налаживания детонометра необходимо после пятиминутного прогрева проверить постоянное напряжение в контрольных точках. При отличии напряжения на коллекторе транзистора VT1 от указанного на схеме более чем на 0,1 В необходимо подобрать резистор R3. Напряжение в остальных точках не должно отличаться от указанного более чем на ± 0,3 В. Затем устанавливают необходимую длительность прямоугольных импульсов на выходе ждущего мультивибратора. Для этого подают на вход детонометра синусоидальный или прямоугольный сигнал частотой 3150 Гц амплитудой около 1 В и измеряют вольтметром постоянного тока напряжение на выходе элемента DD1.4. Подстроечным резистором R9 добиваются показаиия вольтметра 2,3 В. Проверенная таким образом калибровка обеспечивает измерение коэффициента детонации с погрешностью не более 15%.



МАГНИТНАЯ ВИДЕОЗАПИСЬ

РАЗДЕЛ 6

Содержание

6.1. ПРИНЦИПЫ ВИДЕОЗАПИСИ, ФОРМАТЫ ЗАПИСИ

В основу способов магнитной видеозаписи положены те же принципы намагничивания носителя и воспроизведения сигнала, что и в звукозаписи. В видеозаписи применяются индукционные магнитные головки с меньшей длиной и шириной сердечника, магнитные ленты с тонким рабочим слоем на лавсановой основе.

Процесс записи телевизионных сигналов более сложен, чем звуковых. Это связано с тем, что верхняя частота видеосигнала достигает 6 МГц, а рабочая полоса частот занимает 18 октав. Поэтому перед записью сокращают полосу записываемых частот, не увеличивая значительно верхнюю записываемую частоту. При воспроизведении необходимо получить высокое отношение сигнал-шум и сохранить исходные временные соотношения в видеосигнале, иначе возникнут недопустимые геометрические искажения изображения. Запись в видеомагнитофоне (ВМ) происходит при значительно более высокой относительной скорости головка – лента, чем при записи звука. Она получается в результате вращения видеоголовок при одновременном перемещении ленты. Для уменьшения влияния паразитной амплитудной модуляции из-за переменного контакта головки с лентой и уменьшения отношения верхней записываемой частоты видеосигнала к нижней применяют частотную модуляцию с переменным индексом модуляции для разных частот и записывают на ленту частотно-модулированный сигнал.

Сохранение требуемых временных соотношений достигается применением высокоточных ЛПМ и систем автоматического регулирования электродвигателями.

Воспроизводимый сигнал обычно подвергается обработке, при которой выпадения сигнала из-за дефектов ленты становятся менее заметными, снижаются временные искажения, возникающие из-за отклонения скоростей при записи и воспроизведении, улучшается форма импульсной части полного ТВ сигнала.

В телевизионном вещании ранее использовались ВМ с четырьмя вращающимися головками, записывающими магнитные строчки почти поперек магнитной ленты шириной 50,8 мм. Так как этот способ оказался дорогостоящим, их заменили одноголовочными ВМ, работающими на ленте шириной 25,4 мм. Для бытовой видеозаписи обычно применяют ленту шириной 12,7 мм и записывают на нее сигнал изображения двумя вращающимися головками, наносящими на ленту строчки под острым углом к направлению движения ленты.

Существуют также ВМ, записывающие изображения на ленте шириной 6,3 мм двумя или даже одной вращающейся магнитной головкой. Хотя одноголовочные ВМ при одинаковых диаметрах блока вращающихся головок (БВГ) обеспечивают запись изображения с более высокими параметрами, чем двухголовочные, для бытовых

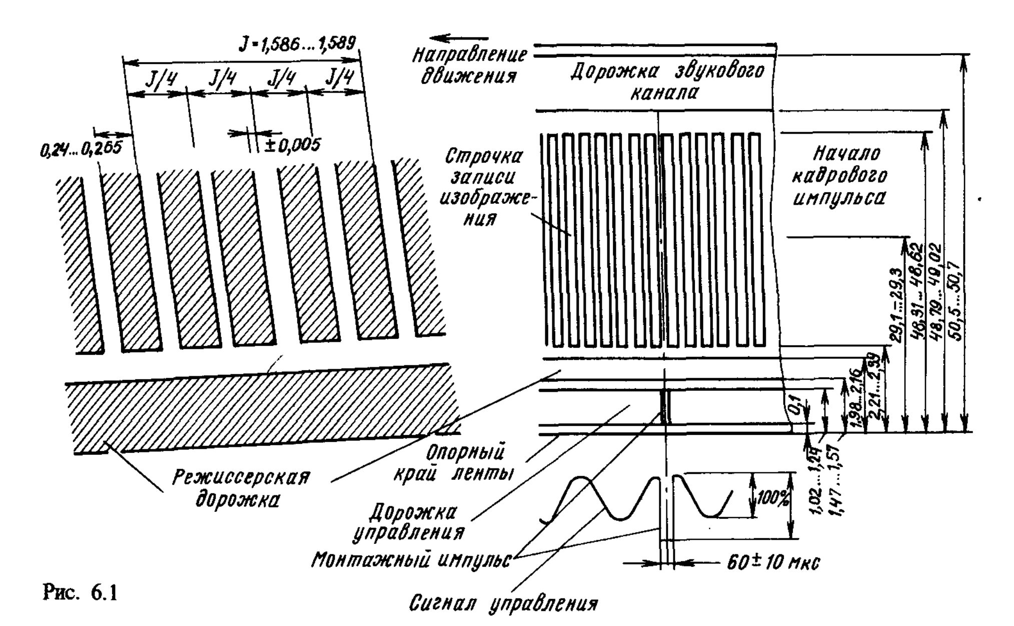


Рис. 6.1

целей предпочитают двухголовочные из-за более простой заправки ленты в ЛПМ.

Для возможности обмена записями жестко нормируются параметры видеофонограммы, т. е. размеры, расположение и назначение магнитных дорожек и строчек записи, записываемые сигналы и их основные параметры.

Для определенных размеров ленты выбираются оптимальные с точки зрения стоимости и технической реализуемости параметры, которые стандартизуются и носят название форматов сигналограммы (записи). Для ленты шириной 50,8 мм принят формат записи Q (рис. 6.1). В формате Q относительная скорость головка – лента выбрана 40 м/с, продольная скорость ленты 39,8 см/с. Магнитная строчка имеет длину 46 мм, ширину 0,26 мм и записывается под углом 90° к базовому краю ленты.

По верхнему краю ленты располагается продольная дорожка записи звукового сопровождения, а по нижнему краю две продольные дорожки записи контрольного сигнала системы авторегулирования и временного кода или режиссерских пояснений.

Для ленты шириной 25,4 мм применяются два формата сигналограммы B и C. На двухголовочном сегментном ВМ записываются видеофонограммы по формату B. Относительная скорость головка – лента выбрана 24 м/с, продольная скорость ленты 24 см/с. Магнитная строчка с изображением имеет длину 80 мм и записывается под углом 14,4°. Ширина строчки 0,16 мм, промежуток между строчками 0,05 мм. Поле телевизионного изображения разбивается на шесть сегментов по 52 телевизионные строчки (Н) в каждой магнитной строчке. По верхнему краю ленты располагаются две продольные дорожки записи шириной 0,8 мм, содержащие сигналы звукового сопровождения, и продольная дорожка шириной 0,4 мм для записи канала управления, а по нижнему краю ленты – продольная дорожка шириной 0,8 мм для записи временного кода.

На полутораголовочном несегментном ВМ записываются сигналограммы по формату C, а на одноголовочном – по формату C/EBU, видеофонограммы которых приведены на рис. 6.2.

Относительная скорость головка – лента выбрана 21 м/с, продольная скорость ленты 24 см/с. Магнитная строчка с изображением имеет длину 411,5 мм, ширину 0,16 мм, промежуток между строчками 0,05 мм. На магнитной строчке размещаются 302 Н, а остальная часть поля (10,5 Н) либо записывается на коротких строчках (синхространочках), либо не записывается и вставляется от датчика в воспроизводимый сигнал, а вместо синхрострочек записывается добавочный четвертый звуковой канал на продольной дорожке. По верхнему краю ленты располагаются две продольные дорожки шириной 0,8 мм, а по нижнему краю ленты – продольная дорожка шириной 0,7 мм для записи временного кода и продольная дорожка шириной 0,6 мм для записи контрольного сигнала.

Для ленты шириной 19 мм применяется формат U для записи аналоговых сигналов на кассетных ВМ и формат Д1 для записи цифровых компонентных сигналов.

Видеофонограмма формата U (рис. 6.3) записывается на двухголовочном кассетном ВМ. Относительная скорость головка – лента 10,26 м/с, продольная скорость ленты 9,53 см/с. Магнитная строчка с изображением имеет ширину 95 мкм, промежуток между строчками – 52 мкм, угол наклона строчки 4°58′, на строчке записывается полное телевизионное поле. По верхнему краю ленты записывается продольная дорожка канала управления шириной 0,8 мм, на которой записывается контрольный сигнал. По нижнему краю ленты располагаются две продольные дорожки шириной 0,8 мм для записи звуковых сигналов и

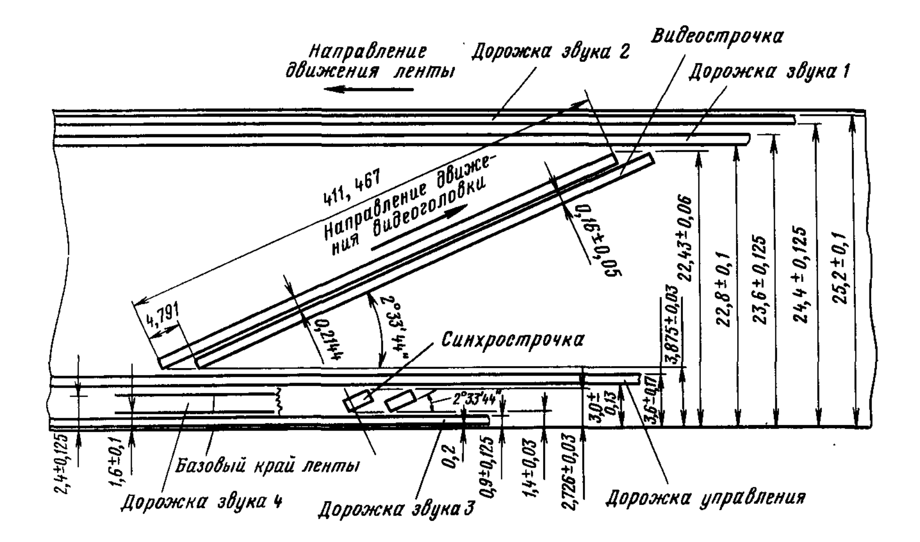


Рис. 6.2

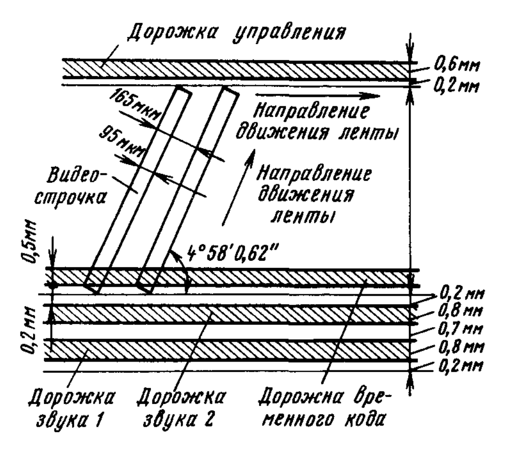


Рис. 6.3

продольная дорожка шириной 0,5 мм для записи временного кода.

Для ленты шириной 12,7 мм разработано несколько форматов записи, так как эта лента широко применяется в бытовой и профессиональной аппаратуре видеозаписи. Для целей видеожурналистики наибольшее распространение получил формат L (рис. 6.4). Кассеты с этим форматов записи используются в видеокамерах, плейерах и монтажных кассетных сегментных двухголовочных двухстрочных ВМ, используемых на телецентрах. Относительная скорость головка–лента 5,7 м/с, продольная скорость ленты 10,15 см/с. Изображение записывается на двух магнитных строчках одновременно, каждая шириной 73 мкм. Строчки располагаются с промежутком 7,5 мкм, угол наклона 4°63′. На одной строчке записывается яркостный сигнал, а на другой уплотненный в 2 раза сигнал цветности. По верхнему краю ленты находятся две продольные дорожки шириной 0,6 мм для записи звуковых сигналов, по нижнему краю ленты продоль-

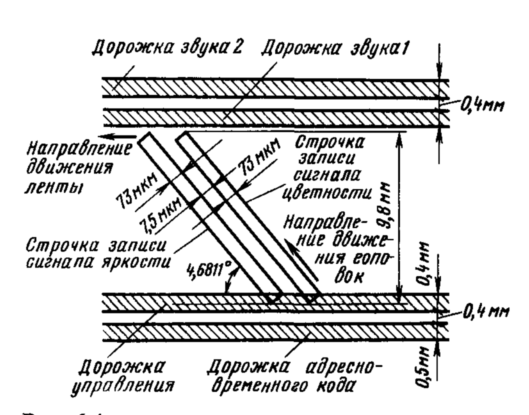


Рис. 6.4

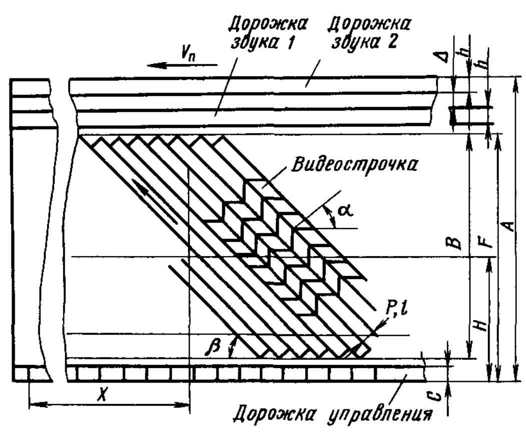


Рис. 6.5

ная дорожка шириной 0,5 мм для записи временного кода и продольная дорожка шириной 0,4 мм для записи канала управления.

В бытовой видеозаписи наибольшее распространение получили форматы VHS и β, которые имеют несколько усовершенствованных вариантов, связанных с увеличением времени непрерывной записи на одной кассете до нескольких часов и с записью звукового сопровождения вращающимися видеоголовками. Для кассетных ВМ, выпускаемых в СССР, рекомендован формат записи VHS, изображенный на рис. 6.5. Наиболее характерным для формата является то, что магнитные строчки записываются без промежутков двумя вращающимися головками, рабочие зазоры которых имеют взаимный перекос. Поэтому перекрестные помехи, возникающие при случайном считывании соседних магнитных строчек, значительно ниже, чем при считывании обычными головками. Основные параметры рекомендуемого формата записи приведены в табл. 6.1. На каждой магнитной строчке размещаются все элементы одного поля цветного телевизионного изображения, т. е. запись несегментная.

6.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВМ

Профессиональные ВМ представляют собой сложные комплексы устройств. Их характеристики и структурные схемы в значительной степени зависят от формата записи. В табл. 6.2 приведены основные характеристики ВМ формата Q. На рис. 6.6 представлена структурная схема ВМ «КАДР-3ПМ» формата Q.

В состав ВМ входит ЛПМ. Лентопротяжный механизм служит для перемещения ленты в рабочих режимах ВМ и во время перемоток. Он включает в себя БВГ 12, подающий 10, приемный 18 и ведущий 17 узлы, блоки стационарных магнитных головок. В состав блоков стационарных магнитных головок входят стирающие головки 11, 13 и универсальные многоканальные

Таблица 6.1. **Основные параметры видеофонограммы формата VHS для отечественной бытовой аппаратуры**

Параметр	Обозначение	Значение параметра
Ширина ленты, мм	A	12,65 ± 0,01
Скорость ленты, мм/с		23,39 ± 0,3
Диаметр барабана БВГ, мм		62 ± 0,01
Скорость головка – лента, м/с		4,85
Ширина видеострочки, мм		0,04
Шаг записи, мм	P	0,049
Ширина поля видеозаписи, мм	B	10,6
Расстояние между базовым краем ленты и серединой поля записи, мм	H	6,2
Ширина дорожки управления, мм	C	0,75
Ширина дорожки звука, мм		0,35
Расстояние между дорожками звука, мм		0,3
Расстояние между базовым краем ленты и полем звукозаписи, мм	F	11,65
Угол подъема ленты по БВГ, град		5°56′7,4″
Динамический угол между базовым краем ленты и строчки записи, град		5°57′50,3″
Азимутальный угол наклона рабочих зазоров видеоголовок, град		±6° ± 10′
Расстояние между концом строчки записи и положением соответствующего ей сигнала управления, мм	X	79,244
Натяжение ленты, Н		0,35...0,45

головки 14–16, которые совместно с вакуумной камерой БВГ и направляющими элементами формируют тракт движения ленты.

Канал изображения предназначен для преобразования видеосигнала в ЧМ сигнал при

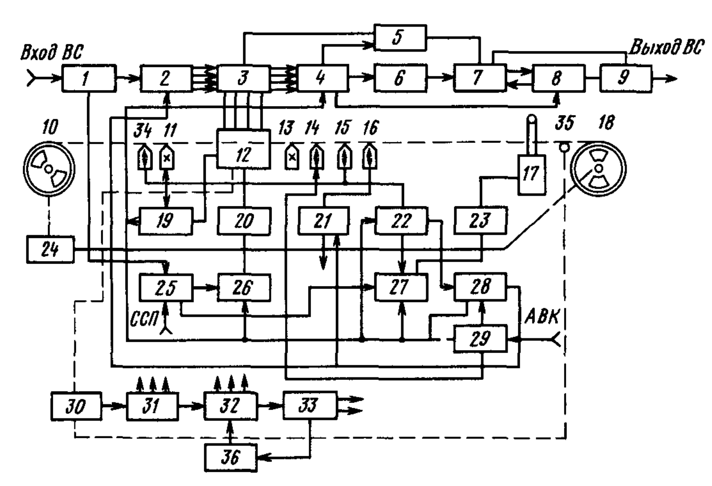


Рис. 6.6

Таблица 6.2. **Технические характеристики видеомагнитофонов формата Q**

Параметр	Значение параметра					
	AYR-2 (США)	AYR-3 (США)	BCM-40E (ФРГ)	КАДР-3ПМ (СССР)	КАДР-5 (СССР)	YR-3000 (США)
Общие характеристики						
Габаритные размеры, мм	1657 × 940 × 813	2000 × 1473 × 787	2000 × 1420 × 680	1480 × 1670 × 750	1616 × 1658 × 706	610 × 355 × 200
Масса, кг	290	500	730	500	850	25
Питание, В/Вт	220/1300	220/3500	220/3000	220/1800	220/1500	12/150
Канал изображения						
Полоса частот, МГц	5,5 ± 5 дБ	5,5	5,5 ± 1 дБ	6,0 ± 1 дБ	6,0 ± 1 дБ	5,5
Отношение сигнал-шум, дБ	43	43	45	45	45	–
Муар, дБ	36	36	36	36	35	–
Дифференциальное усиление, %	4	4	5	4	5	–
Дифференциальная фаза, град	4	4	5	4	5	–
$К_ф$, %	1	1	2	1	1	-
Звуковой канал						
Полоса частот, Гц	50...15000	50...15000	50...15000	50...15000	50...15000	50...15000
Отношение сигнал-шум, дБ	55	50	52	50	52	–
Детонация, %	0,25	0,25	0,25	0,3	0,25	-
Рабочий интервал температур, °C	5...40	5...40	5...40	5...35	5...35	0...40

записи и обратного преобразования его при воспроизведении. В него входят: входной усилитель-распределитель 1 с предкорректором; модулятор 2; четырехканальные усилители записи и воспроизведения ЧМ сигнала 3; электронный переключатель с ЧМ корректором 4; демодулятор ЧМ сигнала с ограничителем и декорректором 6 и дополнительным узкополосным демодулятором 5 для синхросигнала с системой автоматического регулирования ЧХ. Затем следуют блоки компенсации выпадений 7, коррекции временных искажений 8 и обработки 9. Система записи – воспроизведения низкочастотных сигналов, записываемых головками 14–16, включает звуковой канал 27, канал адресно-временного кода (АВК) 29 и канал управления 22. Канал АВК имеет дополнительную воспроизводящую головку 34 для предварительного считывания АВК при монтаже программ. В состав системы записи – воспроизведения входят также генераторы стирания и подмагничивания, усилители записи и воспроизведения (по числу записываемых каналов) и формирователи сигналов управления и кода.

Устройство натяжения 24, изменяя по заданному закону напряжение на боковых электродвигателях, поддерживает в заданных пределах натяжение ленты при различных радиусах намотки рулонов. Устройство синхронизации 25 селектирует из входного видеосигнала синхроимпульсы и формирует из них опорные сигналы для систем авторегулирования и канала изображения. Устройство синхронизации может работать от входного ВС, от опорного СПП и от встроенного кварца.

Система автоматического регулирования скоростным электродвигателем САР-СД 26 управляет частотой и фазой вращения трехфазного электродвигателя переменного тока, вращающего диск с головками БВГ. Электродвигатель питается от усилителей мощности 20, на которые подается предварительно разделенный на три фазы управляющий сигнал частотой 500 Гц. На электродвигатель поступают предварительно сформированные в блоке 25 сигналы таходатчиков БВГ, а от системы синхронизации – опорные сигналы. При разгоне диска электродвигатель работает по сигналу таходатчика частотой 250 Гц, а при записи и воспроизведении – по сигналу таходатчика частотой 6250 Гц, причем для повышения точности применяется режим строчного слежения, т. е. управление по сигналу, вырабатываемому путем сравнения фазы воспроизводимых и опорных строчных синхроимпульсов. Система автоматического регулирования скорости ленты САР-СЛ 27 при записи работает в режиме синхронного привода от опорных сигналов, а при воспроизведении от сигналов, воспроизводимых с дорожки канала управления путем управления частотой и фазой вращения двухфазного ведущего электродвигателя 17 переменного тока. Электродвигатель питается от усилителей мощности 23. При разгоне в режиме воспроизведения проходит предварительное фазирование по монтажным импульсам частотой 12,5 Гц, выделяемым из управляющего сигнала, а затем слежение при номинальной скорости ленты на частоте управляющего сигнала 250 Гц. Система электронного монтажа программ (СЭМ) 28 позволяет монтировать фрагменты передачи, контролируя по счетчику метраж ленты 35. Счетчик имеет прнсос ленты к датчику, что уменьшает ее проскальзывание во время перемоток.

В ВМ «КАДР-3ПМ», выпускаемых с 1986 г., имеется возможность монтажа по адресно-временному коду. В состав ВМ входит канал записи – воспроизведения АВК с дешифратором, позволяющий считывать код, записанный на дорожке режиссерского канала как при номинальной скорости, так и во время перемоток. В состав СЭМ входит пульт управления режимами монтажа и вычислитель с памятью на две точки склейки ленты. Система электронного монтажа позволяет проводить автоматический поиск точек монтажа по счетчику или по коду, приостанавливать ленту за 16 с до точки склейки, репетировать и монтировать изображение и

звуковое сопровождение в режимах вставки и продолжения.

Для включения ВМ на заданный режим работы служит передняя панель 36 с клавишами и индикаторами. Управляющие команды распределяются устройством управления 32 по различным системам ВМ непосредственно или с заданными задержками. Работу ВМ контролирует система контроля 33, имеющая осциллограф, ВКУ, громкоговоритель и индикаторы, часть из которых размещена на передних панелях блоков. Видеомагнитофон имеет воздушно-вакуумную систему 30, обслуживающую узлы ЛПМ, систему питания 31, выполненную в виде отдельных сменных блоков, и систему принудительной вентиляции.

При эксплуатации ВМ видеоголовки интенсивно изнашиваются, поэтому БВГ выполняют съемным и снабжают счетчиком времени работы. Большой расход ленты на час записи и высокая трудоемкость ремонта привели к замене ВМ формата Q на ВМ более экономичных форматов В, С.

Сегментные двухголовочные ВМ формата В выпускают нескольких типов. Их основные технические характеристики приведены в табл. 6.3.

Видеомагнитофон BCN-51 – студийная модель, состоящая из нескольких модулей, собранных в стойку. В модулях размещены ВКУ, осциллограф и вектороскоп с блоком коммутации и контрольным громкоговорителем; горизонтально расположены ЛПМ и связанные с ним электронные системы (каналы записи – воспроизведения, САР, система управления и т. д.); системы электронной обработки воспроизводимых сигналов и коррекции временных искажений; устройство цифровой памяти на один кадр изображения, с помощью которой реализуются специальные режимы воспроизведения и электронные эффекты. Структурная схема ВМ формата В в основном аналогична ВМ формата Q, но число каналов записи – воспроизведения в ней снижено вдвое.

Видеомагнитофон BCN-21 – переносимый аппарат для видеожурналистики. Он имеет жесткий корпус, раздвижные боковые узлы на ЛПМ, позволяющие устанавливать катушки нескольких размеров, экономичные электродвигатели и аккумуляторное питание на 70 мин непрерывной работы без подзарядки. Видеомагнитофон устойчиво работает в интервале температур от – 10 до + 40 °С и может записывать во время движения оператора. Эти качества достигнуты благодаря малой инерционности диска БВГ и незначительным потерям на трение ленты в тракте.

Видеомагнитофоны формата С получили наибольшее распространение в профессиональном телевизионном вещании из-за высокого качества изображения, широких технологических возможностей и эксплуатационных удобств. В табл. 6.4 приведены основные технические характеристики отечественных и лучших зарубежных ВМ.

На рис. 6.7 показана схема студийного ВМ «КАДР-103СЦ». В состав ВМ входят оформленные в виде отдельных модулей; блок записи – воспроизведения «КАДР-103АС»; цифровой корректор «Цифра-101»; генератор-дешифратор адресно-временного кода БВК; блок коммутации с встроенным громкоговорителем БК; осциллограф С1-81; черно-белое видеоконтрольное устройство ВК-23В60. Перевозимый вариант состоит из модулей «КАДР-103АС», «Цифра-101» и БВК. В каркасе блока записи – воспроизведения имеются две кассетницы и съемная панель управления. В верхней откидной кассетнице размеще-

Таблица 6.3. **Технические характеристики ВМ формата В**

Параметр	Значения параметров различных моделей, страна			
	BCN-51 (ФРГ)	BCN-52 (ФРГ)	BCN-21 (ФРГ)	BCN-100 (ФРГ)
Общие характеристики				
Габаритные размеры, мм	721 × 146 × 650	721 × 1746 × 650	400 × 160 × 294	2030 × 1900 × 700
Масса, кг	200	200	9	460
Питание, В/Вт	220/1540	200/2000	12/25	220/4600
Время записи, мин	90	90	20	Непрерывно
Канал изображения				
Полоса частот, МГц	5 ± 0,5 дБ 5,5 – 3 дБ	5 ± 0,5 дБ 5,5 – 3 дБ	5 ± 0,5 дБ 5,5 – 3 дБ	5 ± 0,5 дБ 5 – 3 дБ
Отношение сигнал-шум, дБ	43	43	43	43
Муар, дБ	35	35	35	35
Дифференциальное усиление, %	4	4	4	4
Дифференциальная фаза, град	4	4	4	4
$К_ф$, %	1,5	1,5	1,5	1,5
Каналы звука				
Полоса частот, Гц	50...15000	50...15000	50...15000	50...15000
Отношение сигнал-шум, дБ	55	55	55	55
Нелинейные искажения, %	3	3	3	3
Детонация, %	0,1	0,1	0,1	0,15
Рабочий интервал, T, °C	5...45	5...45	–20...+50	5...45

Таблица 6.4. **Основные характеристики ВМ формата С**

Параметр	Значения параметров различных моделей, страна				
	YPR-6 (США)	ВУН-2180 (Япония)	ВУН-2800 (Япония)	HR-210 (Япония)	КАДР-103СЦ (СССР)
Канал изображения					
Полоса частот, МГц	6	5,5	4,4	6	6
Отношение сигнал-шум, дБ	43	43	47	44	42
Муар, дБ	36	35	40	35	36
Дифференциальное усиление, %	4	4	4	4	5
Дифференциальная фаза, град	4	4	4	4	4
Нелинейные искажения, %	2	1	1	2	2
$К_ф$, %	1	1	1	1	1
Звуковые каналы					
Полоса частот, кГц	18	15	15	15	16
Отношение сигнал-шум, дБ	56	56	56	56	52
Нелинейные искажения, %	3	3	3	3	3
Детонация, %	0,1	0,1	0,1	0,1	0,12
Перекрестные искажения (1,11 канал)	60	60	60	56	60
Масса, кг	304	305	77 без ТВС	290	240
Потребление, кВт	1	0,9	0,6+0,15+0,5	1,33	1
Габаритные размеры, мм	1880×838×673	1910×900×900	–	1800×810×690	1700×850×700
Время входа в синхронизм, с	3	2	2	6	2
Время записи, мин	120	180	120	90	90
Время перемотки, мин	1,7	1,9	1,9	1,5	3

ны 10 электронных блоков четырех звуковых каналов. Остальные 30 блоков находятся в нижней кассетнице. С задней стороны каркаса располагаются входной щиток и три блока питания.

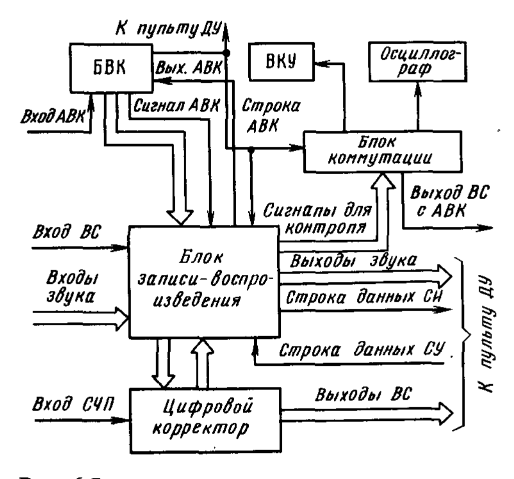


Рис. 6.7

На панели управления в центре располагаются органы управления основными режимами ВМ, слева – органы управления системой встроенного монтажа, справа – ручка и кнопки управления режимами замедления, перемотки и подгонки.

На рис. 6.8 приведена упрощенная структурная схема блока записи – воспроизведения. Звуковые блоки 5, 6, генераторы стирания 13, 24 и канал изображения выполнены аналогично ВМ формата Q, но с уменьшенным числом усилителей записи и воспроизведения и исключенным электронным переключателем головок. В тракте установлены головки 4, 7, 9, 10 и эластичные развязки 2, 3. Высококачественный модулятор 26 с АПЧ имеет стабильность 50 кГц и уровень второй гармоники — 50 дБ. Усилитель записи 22 синусоидального типа, симметричный, с коррекцией, рассчитанный на ферритовые видеоголовки. В канале воспроизведения (головки 17, 16 и блоки 18, 42) применен двойной управляемый косинусный корректор, переключаемый на время работы в специальных режимах воспроизведения ВМ. Система АРУ поддерживает стабильным размах сигнала на входе ограничителя 29 и детектора огибающей системы автотрекинга 43 (САТ). Демодулятор 30 выполнен по схеме с удвоением частоты: на его выходе установлена

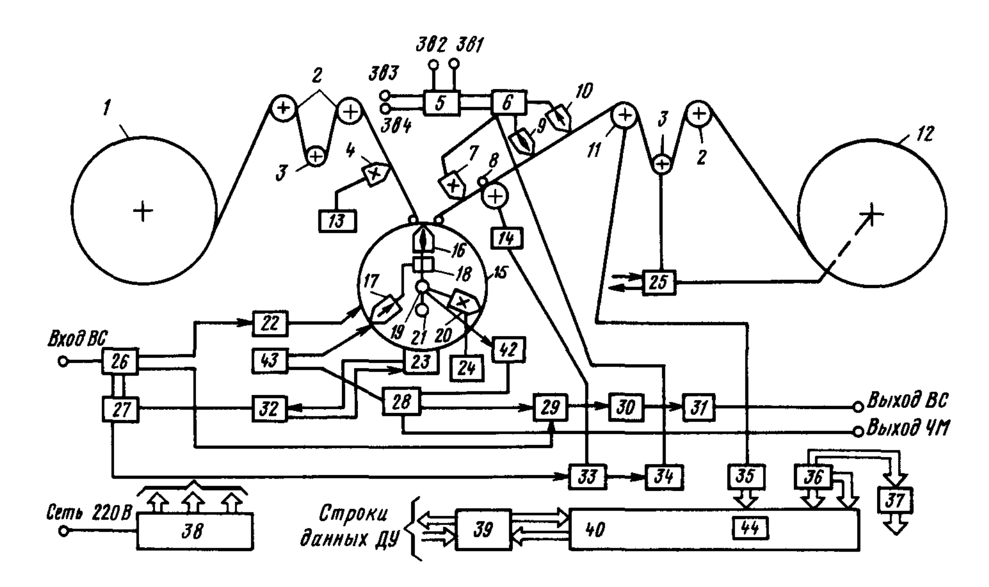


Рис. 6.8

упрощенная система обработки 31 с компенсатором выпадений, защитой от помех, вызываемых короткими импульсами, и усиленной фиксацией уровня черного, позволяющей наблюдать изображение при перемотке.

Цифро-аналоговые системы регулирования частоты вращения двигателя 23 барабана БВГ 32 и скорости ленты 33 работают по принципу синхронного привода с использованием тахогенераторов 50 и 6 250 Гц для БВГ и 1000 Гц для ведущего узла. При номинальной скорости ленты САР-СЛ работает по воспроизводимым и опорным импульсам 12,5 и 50 Гц. В режимах замедления и ускорения скорость ленты стабилизируется на дискретных скоростях 0,25 $V_{ном}$, 0,5 $V_{ном}$, $V_{ном}$, 2 $V_{ном}$. Во всех специальных режимах воспроизведения прижимной ролик 41 прижимает ленту к ведущему валу 8, что стабилизирует натяжение ленты на БВГ. Устройства натяжения 25 и управления ЛПМ управляют боковыми 1 и 12 и ведущим электродвигателями при рабочем ходе ленты и во время перемоток, бесстоповых переходов и в режиме поиска, исключая образование петель и выброс ленты из тракта. Датчики обрыва ленты, тахогенераторы боковых узлов и датчик скорости ленты 11 вырабатывают импульсные сигналы, по которым устройство управления останавливает ленту в конце намотки катушек или при ее обрыве.

В составе ВМ имеется система синхронизации 27, вырабатывающая опорные и замещающие форматное выпадение сигналы в режимах работы ВМ от записываемого сигнала, сигнала СЧП или от встроенного кварца. Система автотрекинга 43, управляющая головкой воспроизведения 17, выполняет следующие функции: отклоняет головку на 70 мкм в режиме записи для совмещения ее с записываемой строчкой; в режиме непрерывного сканирования следит за воспроизводимой строчкой и перебрасывает головку по заданному режиму при замедлении или ускорении; совмещает головку с неподвижной строчкой в режиме стоп-кадра. Частота сканирования головки воспроизведения при работе САТ составляет 500 Гц. В режимах воспроизведения с неноминальной скоростью ленты на головку подается специально сформированный пилообразный сигнал. Его скорость зависит от скорости ленты и меняется в зависимости от сигнала таходатчика ведущего вала. Причем при скорости ленты меньше 0,1$V_{ном}$ сигнал таходатчика автоматически отключается, что исключает смещение головки от неправильно сформированных сигналов. Собственные колебания головки подавляются цепью демпфирования, на которую поступает сигнал от пьезокерамического датчика перемещения головки, закрепленного за биморфный преобразователь. В состав САТ входят блоки, компенсирующие статическую кривизну магнитной строчки и предохраняющие преобразователь от перегрузок по напряжению.

Система электронного монтажа 37 обеспечивает все режимы, необходимые для работы ВМ в монтажных аппаратных, а также позволяет вести автоматический монтаж по коду с одного ВМ на другой в режимах вставки и продолжения. Система дистанционного управления 39 ВМ выполнена с уплотнением команд, что позволяет передавать их по коаксиальному кабелю с пультов управления аппаратных. По строке управления передаются управляющие команды, а по строке исполнения – результат их выполнения ВМ. В одной строке содержатся 32 команды, частота передачи строк соответствует строчной частоте телевизионного сигнала.

Видеомагнитофон имеет развитую систему контроля 44, индикацию и диагностики, в состав которой входит осциллограф с блоком коммутации, что дает возможность контролировать форму входных и выходных сигналов, ЭДС головок, форму сигнала автотрекинга. Звуковые сигналы можно прослушать с помощью контрольного громкоговорителя. Видеоконтрольное устройство подключается к разным точкам канала изображения и служит дисплеем для цифрового

сигнала АВК. Четыре стрелочных прибора, цифровой индикатор и светодиодное табло аварий на панели управления 40 в сочетании со светодиодными индикаторами на лицевых панелях блоков позволяют оперативно находить неисправность в работе систем. Источники питания 38 снабжены автоматической защитой от коротких замыканий, и каждый стабилизатор имеет светодиодную индикацию отказа, а система управления 36 автоматически блокируется при неправильной заправке или отсутствии ленты. Обработка воспроизводимого сигнала, коррекция временных искажений и компенсация выпадений осуществляются с помощью цифрового корректора «Цифра-101».

Широкое распространение аппаратуры формата С привело к появлению большого числа моделей ВМ с различными конструктивными и технологическими особенностями, например: VPR-3, VPR-5, VPR-6 (фирмы Ampex, США); BVH-2000, BVH-2500 (фирмы Sony, Япония).

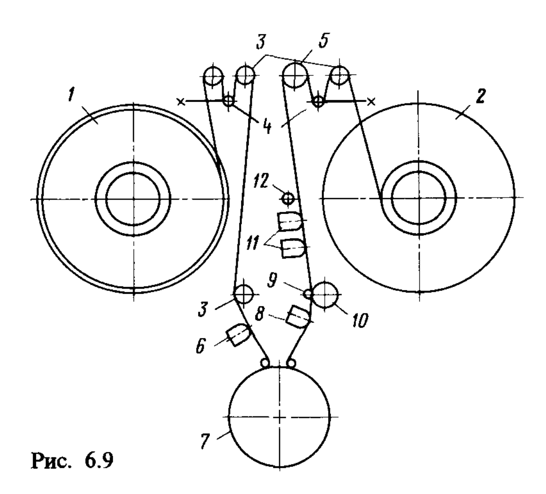


Рис. 6.9

6.3. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ И БЛОКИ ВРАЩАЮЩИХСЯ ГОЛОВОК

Лентопротяжные механизмы ВМ выполняют те же функции, что и в магнитофонах. Поэтому конструкции их приемного, подающего и других узлов аналогичны соответствующим узлам магнитофонов. Основное отличие ЛПМ ВМ состоит в наличии БВГ.

В одноголовочных несегментных ВМ за один оборот магнитного диска на одной строчке записывается один полукадр телевизионного изображения, а в двухголовочном – два. Поэтому в одноголовочном ВМ частота вращения диска N = 3000 об/мин, а в двухголовочном 1500 об/мин при частоте смены кадров 25 Гц.

Скорость записи $V_з$ связана с диаметром диска D соотношением

$$V_з = \pi DN.$$

Верхняя частота $f_в$, записываемая на ленту,

$$f_в = V_з/\lambda_{min},$$

где $\lambda_{min} = 1\ldots3$ мкм – минимальная длина волны, которую можно записать на ленту, определяемая длиной рабочего зазора и качеством ленты. При равных диаметрах диска в одноголовочном ВМ скорость записи вдвое выше, чем в двухголовочном, и, следовательно, записываемая частота выше.

На рис. 6.9 приведена схема ЛПМ профессионального одноголовочного видеомагнитофона «КАДР-103СЦ». Для обеспечения стабильности тракта плата ЛПМ выполнена литой в виде ячеек с ребрами и посадочными точками для устанавливаемых сверху узлов и направляющей 12. Привод БВГ 7, подающего 1 и приемного 2 узлов осуществляется непосредственно от прецизионных электродвигателей постоянного тока ДПУ с облегченным ротором и большим числом коллекторных пластин, что обусловливает высокую точность систем авторегулирования и натяжения. На боковых узлах размещены оптические таходатчики и механические тормоза, служащие для арретирования катушек при выключении сети. На валу 9 ведущего электродвигателя закреплен маховик и ротор магнитного таходатчика, вырабатывающего частоту 1000 Гц. С помощью электромагнита лента подводится к ведущему валу прижимным роликом 10. На плате ведущего узла установлены: оптический датчик скорости ленты и контакта обрыва 3; стирающие головки 6 и 8, имеющие керамические направляющие, стабилизирующие ход ленты; блоки универсальных звуковых головок 11; эластичные развязки, состоящие из подпружиненных рычагов 4, закрепленных на оси синусно-косинусных трансформаторов, и служащие одновременно датчиками натяжения ленты. Они защищают ленту от растяжения в старт-стопных режимах и обеспечивают быстрый вход в синхронизм (1...1,5 с).

Лентопротяжный механизм установлен в каркасе горизонтально, но для ремонта может откидываться вперед на 110°, сохраняя работоспособность.

Так как угол наклона магнитной строчки у несегментных ВМ обычно равен 3...5°, неравномерность скорости движения ленты непосредственно влияет на временные искажения воспроизводимого изображения. Стабильное изображение легче получить при короткой магнитной строчке и небольших размерах диска БВГ, т. е. в сегментных ЛПМ.

У профессионального двухголовочного ВМ формата В ЛПМ выполнен таким образом, чтобы лента охватывала БВГ по винтовой линии на угол 190°, угол наклона магнитной строки равен 14°. Его узлы смонтированы на литой плате, а катушки с лентой размещены в одной плоскости. Необходимый перепад высот в 34 мм обеспечивается свободными наклонными участками ленты, размещенными вокруг катушки. Транспортирование ленты во всех режимах осуществляется без прижимного ролика ведущим валом с обрезиненной поверхностью, угол обхвата которого составляет 155°. Натяжение в прямом направлении 3,7 Н, в обратном 1 Н. Электродвигатель ведущего вала – бесколлекторный, имеет комбиниро-

ванный восьмиполюсный ротор с постоянным магнитом из феррита бария и тороидальный трехфазный беспазовый статор. На корпусе электродвигателя установлен электронный коммутатор, который по сигналам таходатчика коммутирует обмотки статора. Оптический таходатчик вырабатывает синусоидальный сигнал скорости вала (1920 периодов за оборот) и три сдвинутых на 120° трапецеидальных сигнала (по 4 периода за оборот) для коммутатора. Привод узлов боковых катушек осуществляется от бесколлекторных электродвигателей постоянного тока, содержащих комбинированный шестнадцатиполюсный ротор с постоянными магнитами из феррита бария и трехфазный тороидальный статор. Датчик оборотов имеет обтюратор и три оптрона, размещенных на неподвижной плате коммутатора, осуществляющего двухполупериодное переключение обмоток статора.

В ЛПМ (рис. 6.10) двухголовочного бытового несегментного ВМ «Электроника-501 видео» лента охватывает БВГ на угол, несколько больший 180°. Лентопротяжный механизм состоит из ведущего вала 32, приемного 19 и подающего 14 узлов, на которые устанавливаются катушки 16 и 20 с лентой 7, блок видеоголовок 18 с электродвигателем 1, вспомогательного электродвигателя 41 со шкивом 40 (39 – резиновый пассик) и ряда направляющих роликов и стоек (22, 26–30, 33, 34, 37). На оси электродвигателя 1 закреплено коромысло 45 с вращающимися головками 6, токосъемники 21 и 44 и тахогенератор частоты кадров 42, имеющий катушки 9 и 23, и тахогенератор частоты строк 3. В режимах записи и воспроизведения вращение электродвигателя с помощью шкивов 46 и 47 и резиновых пассиков 2 и 43 передается меховику 38 ведущего вала 32 и шкиву 4 промежуточного вала 5. Лента прижимается обрезиненным роликом 31, который двигается электромагнитом 35. Для образования замкнутой петли лента в этих режимах прижимается к ролику 31 и с противоположной стороны, где она охватывает свободно вращающийся ролик 30.

Для повышения стабильности натяжения на левой катушке имеется механический стабилизатор, состоящий из рычага 15 со штырем 17, связанным с металлической лентой, оклеенной кожей, и пружины 13. Для конической направляющей стойки 28 лента движется параллельно плоскости катушки, а после нее ложится нижним краем на направляющую 8, закрепленную на барабане 18 блока видеоголовок. По ходу движения ленты внутри петли помещены стирающая головка 24 и блок универсальных головок 36. При перемотке ленты вперед ролик 31 отводит ленту от ведущего вала, пассик 10 прижимается к приемному узлу и частота вращения приемной катушки значительно возрастает. В режиме обратной перемотки этот же пассик через промежуточный ролик 12 передает вращение подающему узлу от шкива 11 промежуточного вала 5 через шкив 25.

Оба электродвигателя коллекторные, постоянно точные с возбуждением от феррит-бариевых магнитов. Напряжение питания первого 7 В, второго 4,5 В; частота вращения соответственно 1500 и 2500 об/мин; мощности потребления 3,65 и 1,35 Вт.

Наилучшим образом лента сохраняется в кассете, которую обычно заряжают в ВМ с помощью специального устройства.

На рис. 6.11 изображена упрощенная кинематическая схема ЛПМ кассетного ВМ «Сатурн-501» с кассетой VCR. В центре ЛПМ расположен БВГ 1, охваченный поворотной платформой 15 зарядного устройства с направляющими роликами 16 и 17. В нижней части ЛПМ находятся гнездо и лифт для перемещения съемной кассеты 2. В корпусе кассеты размером 145 × 127 ×

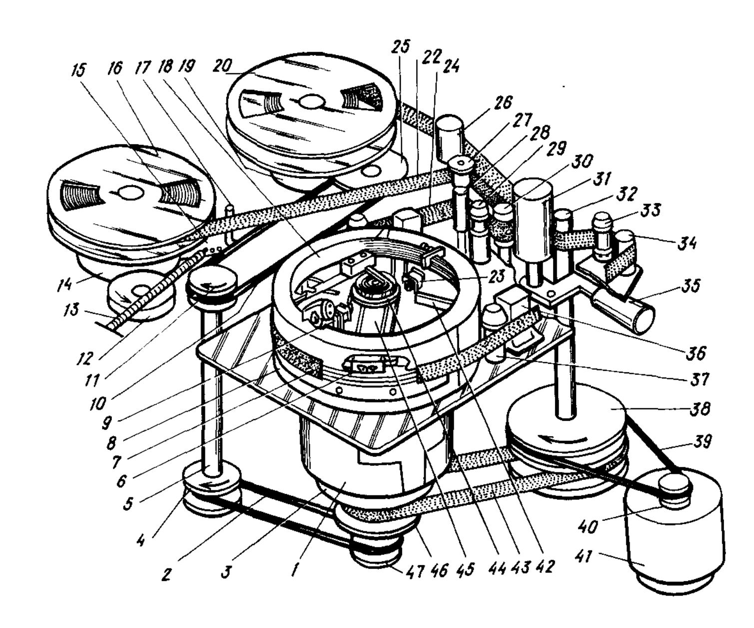


Рис. 6.10

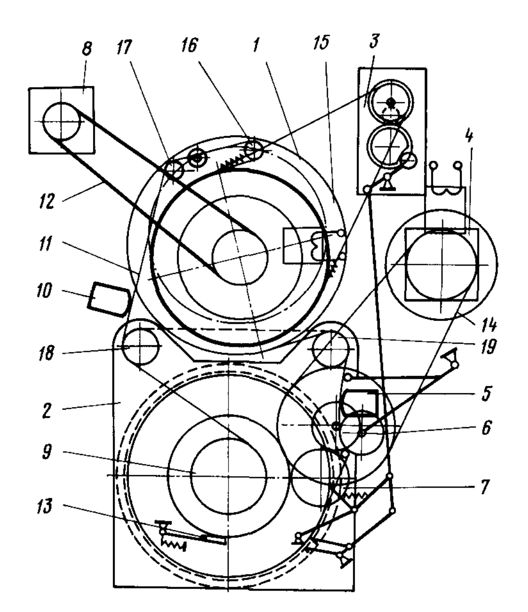


Рис. 6.11

× 41 мм расположены одна над другой две катушки, образующие приемно-подающий узел 9. Лента 11 сматывается с нижней катушки, проходит вокруг обводных роликов 18 и 19 и наматывается на верхнюю катушку. При опускании кассеты лифтом ролик 16 зарядной платформы 15 входит в окно кассеты и захватывает свободный конец ленты (положение ленты перед заправкой показано штриховой линией). Привод механизмов зарядки 3 начинает вращать платформу 15, извлекая ленту из кассеты и укладывая ее вокруг БВГ и вала 6. Внешняя обратная петля ленты проходит по роликам 17 и 18 и поступает в приемную катушку. Подмотка катушки производится вращением ролика 7, который входит в зацепление со щекой катушки. Кассета снабжена встроенными тормозами 13, которые препятствуют спаданию ленты с роликов при съёме кассеты. Окно для ролика зарядного устройства в разряженной кассете закрыто крышкой, защищающей внутренность кассеты от пыли. Остальные элементы ЛПМ мало отличаются от рассмотренных.

Стирающая головка 10 установлена со стороны основы ленты. Вращение диска с головками осуществляется от электродвигателя 8 через ременную передачу 12. Для уменьшения трения ленты о барабан блока головок его верхнюю часть делают вращающейся. Частота вращения барабана 1500 об/мин. При вращении барабана между его поверхностью и лентой образуется воздушная подушка с зазором 20–40 мкм. Ведущий узел приводится во вращение электродвигателем 4 через ременную передачу 14. В непосредственной близости от него расположен блок 5 с головкой записи – воспроизведения звукового сопровождения и управляющей головкой. Ленту можно перематывать в кассете, не снимая ее с направляющего барабана БВГ.

Кассеты с компланарным расположением при размерах 156 × 96 × 25 мм работают до четырех часов, так как в них магнитные строчки записываются без промежутков. На рис. 6.12 представлена упрощенная схема заправки кассеты типа β. Бóльшая часть узлов, связанных с зарядкой ленты и регулированием ее натяжения, установлена на заряжающем диске 4. Он расположен эксцентрично относительно барабана БВГ 10. Благодаря этому освобождается место для головок стирания, управления и звука 3 и для ведущего вала 7. При установке кассеты 11 в ЛПМ в нее вводятся направляющие 5, 8 и прижимной ролик 6. Диск 4 при зарядке делает поворот на угол 270°, и направляющий ролик 8 входит в запорный рычаг 9. При этом лента вытягивается из кассеты, обводится вокруг барабана и подходит к головкам звука и управления. Рычаг 2 регулировки натяжения, который расположен вне заряжающего диска, вытягивает ленту из кассеты 11, в результате чего она охватывает барабан БВГ на угол 180° и входит в соприкосновение со стирающей головкой 1.

Блок вращающихся головок представляет собой трехслойную конструкцию: между двумя неподвижными направляющими барабанами вращается третий – с двумя видеоголовками. Воздушная подушка, которая образуется между вращающимися барабанами и лентой, способствует снижению потерь на трение в ЛПМ. На нижней части барабана сделан с прецизионной точностью выступ, обеспечивающий спиральное направление ленты по поверхности БВГ. К верхней половине барабана прикреплена направляющая пластина, которая с усилием 0,01 ... 0,02 Н давит на верхний край ленты и прижимает ее к нижнему выступу. Широкие направляющие пластины фиксируют положение ленты в зоне неподвижных головок и обеспечивают взаимозаменяемость кассет.

На рис. 6.13 изображена кинематическая схема заправки кассеты типа М видеомагнитофона «Электроника ВМ-12». Лента заправляется с по-

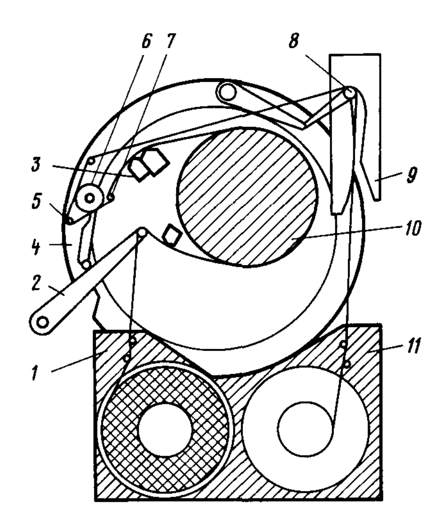


Рис. 6.12

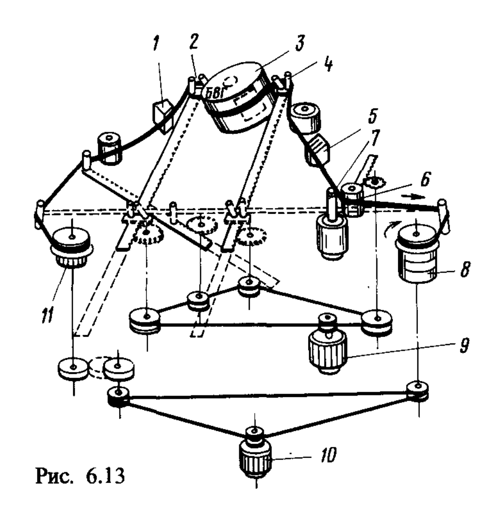


Рис. 6.13

мощью направляющих роликов 2 и 4, установленных на рычагах, перемещаемых с помощью зубчатых колес. Привод колес выполнен через пассик от специального электродвигателя 9. Перемотка и подмотка ленты производится с помощью электродвигателя 10 также через пассик. При вставлении кассеты в ЛПМ свободный конец ленты захватывается роликом 2 и 4 и попадает между валом ведущего электродвигателя 7 и прижимным роликом 6. В результате катушки садятся на подкатушечники 8 и 11. Затем два заряженных ролика 2 и 4 вытягивают ленту из окна кассеты и обхватывают ею барабан БВГ 3. Поскольку ход роликов всего 80 мм, из кассеты вытягивается небольшая петля ленты, что способствует стабильности заправки. По ходу движения ленты расположена стирающая 1, управляющая и звуковая 5 головки, установленные по обе стороны БВГ. Направляющий барабан БВГ имеет прецизионный выступ для фиксации хода ленты по спирали.

Съемный блок головок является основным и наиболее точным устройством ВМ. Его конструкция, размеры и форма зависят от формата записи, применяемого в ВМ.

В БВГ профессионального одноголовочного ВМ «КАДР-103СЦ» предварительные усилители универсальной и воспроизводящей головок находятся в верхнем барабане. В нижнем неподвижном барабане помещены таходатчики, токосъемники и электродвигатель таким образом, чтобы снизу был доступ к щеточному узлу. Видеоголовки (универсальная, автотрекинга и стирающая) установлены на верхнем барабане под углом 120° в легкосъемных обоймах. Обоймы имеют регулировочные винты для установки выступания, высоты и угла перекоса. Нижний ряд головок-имитаторов служит для обеспечения воздушной подушки между вращающимися барабаном и лентой. Сердечник воспроизводящей головки, являющейся исполнительным элементом системы автотрекинга, закреплен на биморфной пьезокерамической пластине, имеющей датчик углового перемещения, усиленный сигнал которого используется для подавления собственных колебаний головки. На пьезокерамические пластины подается управляющее напряжение через контактные токосъемники. Записываемый и воспроизводимый сигналы поступают в электронные блоки ЧМ канала через полый вал электродвигателя и бесконтактные ферритовые токосъемники. Токосъемники тщательно экранированы и разнесены на максимальное расстояние, что обеспечило большое переходное затухание и дало возможность организовать сквозной канал по сигналу изображения. Сквозной контроль сигналов изображения и звука при записи – важное преимущество видеомагнитофонов формата С. Для получения взаимозаменяемости видеофонограмм БВГ имеет регулируемые микрометрическими винтами входную и выходную направляющие, устанавливаемые по измерительной ленте. Неподвижный барабан имеет опорную ленту, устанавливаемую под микроскопом с точностью до 2 мкм, по которой движется опорный край видеоленты.

Значительно меньшие размеры имеет БВГ двухголовочного сегментного профессионального видеомагнитофона ВМ формата В (рис. 6.14). Блок содержит несущую призму 2, на которой закреплены верхний 3 и нижний 5 неподвижные направляющие цилиндры, между которыми вращается диск с видеоголовками, верхняя входная 1 и нижняя выходная 4 направляющие и предварительный усилитель воспроизведения. В верхнем цилиндре находится статорная часть бесконтактного токосъемника и универсальная головка канала управления. Нижний цилиндр имеет упор, ограничивающий прогиб магнитной ленты. Внутри нижнего цилиндра установлен электродвигатель, на фланце оси которого закреплен сменный диск с вращающимися головками. Электродвигатель имеет внешний восьмиполюсный ротор с магнитами из феррита бария и беспазовый трехфазный статор с магнитопроводом из феррита. Сигналы для коммутации обмоток вырабатываются оптическим датчиком отражательного типа.

Блок головок репортажного ВМ формата Betacam отличается от двухголовочного тем, что на барабане БВГ размещается шесть видеоголо-

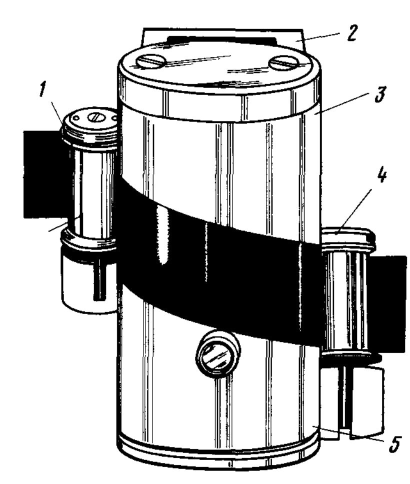


Рис. 6.14

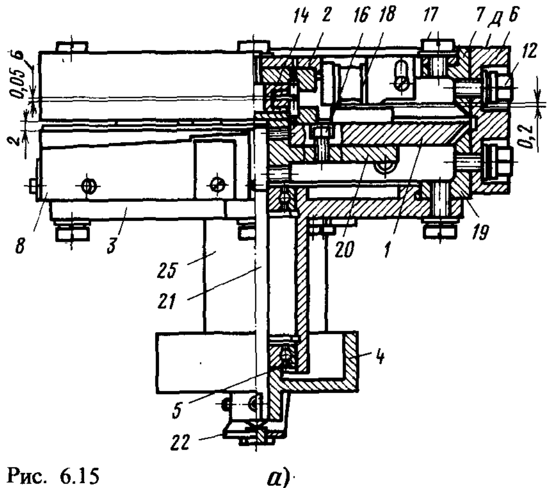
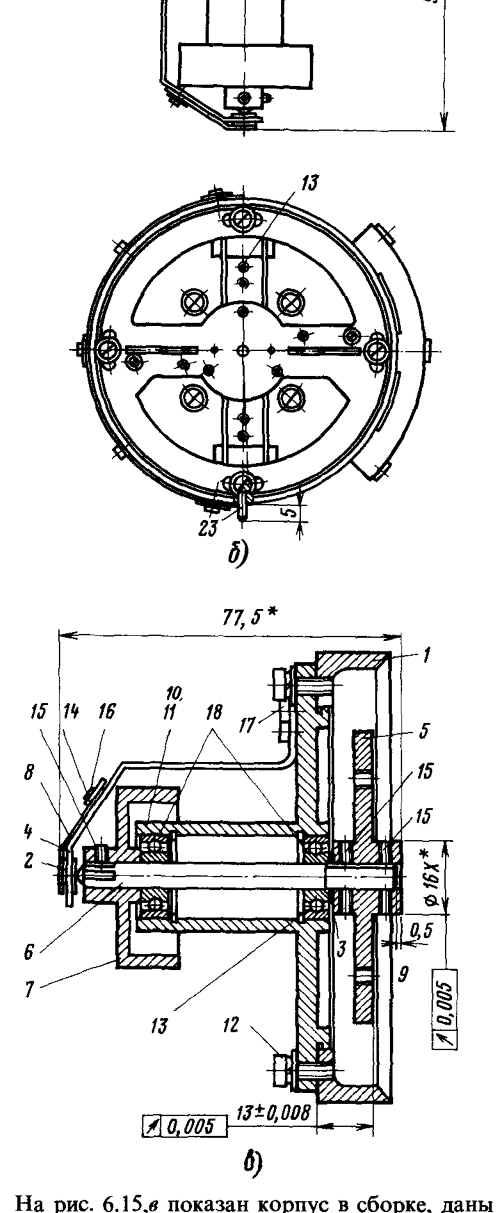
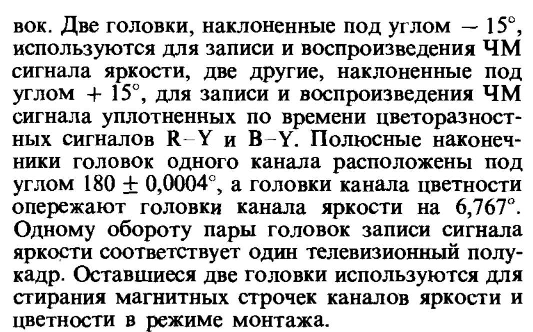


Рис. 6.15 *а)*





вок. Две головки, наклоненные под углом − 15°, используются для записи и воспроизведения ЧМ сигнала яркости, две другие, наклоненные под углом + 15°, для записи и воспроизведения ЧМ сигнала уплотненных по времени цветоразностных сигналов R−Y и B−Y. Полюсные наконечники головок одного канала расположены под углом 180 ± 0,0004°, а головки канала цветности опережают головки канала яркости на 6,767°. Одному обороту пары головок записи сигнала яркости соответствует один телевизионный полукадр. Оставшиеся две головки используются для стирания магнитных строчек каналов яркости и цветности в режиме монтажа.

Сборочный чертеж одной из конструкций БВГ бытового ВМ с двумя вращающимися головками приведен на рис. 6.15. Здесь: 1 – диск; 2 – крышка токосъемника; 3 – основание (сплав Д16); 4 – шкив; 5 – подшипник нижний; 6 – направляющая (сплав Д16Т); 7 – цилиндр верхний (сталь Х18Н10Т); 8 – ленточная направляющая; 9, 10, 11 – малая, средняя и большая накладки соответственно; 12 – винт крепления цилиндра; 13 – винт установки головки; 14 – токосъемники; 15 – винт крепления ленточной направляющей; 16 – винт крепления диска к фланцу; 17 – винт крепления верхней крышки; 18 – тахогенератор; 19 – нижний цилиндр (сталь Х18Н10Т); 20 – фланец (латунь ЛС59-1); 21 – вал; 22 – подпятник; 23 – упор; 24 – видеоголовки; 25 – корпус.

Неплоскостность поверхностей Д деталей 6 и 7 (рис. 6.15,*а*) должно быть не более 5 мкм; размер Б обеспечивается винтами М2 × 4 и М2,5 × 5. Радиальное биеиие поверхности В относительно поверхности Г должна быть не более 5 мкм и обеспечивается перемещением детали 1 при отпущенных винтах 16; винты 16 контрятся эмалью ПГ-25. Деталь 23 устанавливается на эпоксидный клей. Поверхность Ж следует выставить относительно поверхности Е по винтовой линии с углом подъема 5°56′. Размеры, отмеченные звездочкой, даны для справок.

На рис. 6.15,*в* показан корпус в сборке, даны основные размеры деталей БВГ и указаны материалы, из которых они изготавливаются. Там же приведены допуски, обеспечивающие сопряжение основных деталей.

Верхняя и нижняя части барабанов скрепляются сегментной стойкой с регулировочными винтами, позволяющими точно устанавливать соосность барабанов. Вал диска может быть сплошным (выводы токосъемника пропускают по сегментной стойке). Блок изготавливается диаметром 62 мм. Радиальный бой и несоосность диска и направляющих барабанов не должны превышать 5 мкм. Барабаны изготавливают из дюралюминиевых сплавов В-95, А-30 или нержавеющей стали, точно обрабатывают после сборки под заданный размер. Желательно покрыть дюралюминиевые барабаны тонким слоем хрома или титана.

На рис. 6.15,*в*: 1 – цилиндр нижний; 2 – вкладыш подпятника; 3, 9 – шайбы установочные; 4 – скоба подпятника; 5 – фланец; 6 – вал; 7 – шкив; 8 – нижний подпятник; 10, 11 – шайбы установочные; 12 – винт крепления цилиндра; 13 – шайба запорная; 14 – клемма; 15 – винт стопорный; 16 – винт подпятника; 17 – винт крепления корпуса; 18 – шарикоподшипники.

Более совершенна конструкция БВГ со встроенным электродвигателем (рис. 6.16). Корпус электродвигателя 1 расположен внутри нижней неподвижной направляющей барабана 2. На вал 11, снизу упирающийся в подпятник 13, жестко посажен диск 4 с головками, ротором токосъемника 5 и датчиками тахогенератора. Электродвигатель имеет разнесенные радиально-упорные подшипники 10 и 12. Отсутствие ременной передачи и непосредственное управление частотой вращения вала электродвигателя с помощью САР-СД позволяют получить меньшие временные искажения воспроизводимого сигнала. Верхняя направляющая барабана 3 скрепляется с диском и делается подвижной (при этом вал электродвигателя должен иметь паз для пропуска проводов от токосъемника) либо скрепляется с нижней направляющей 2 с помощью стойки 6. Осевое биение внешнего цилиндра относительно оси диска должно быть не более 2 мкм. Между диском и верхней крышкой 6 размещен предварительный усилитель воспроизведения, а уменьшив длину проводов, идущих к головкам, можно расположить и оконечный каскад усилителя записи.

Наилучшие результаты получаются при использовании специального электродвигателя постоянного тока с печатным ротором 8, имеющим большое число коллекторных пластин; ток подводится к ним щетками 16. Статор 9 электродвигателя выполнен в виде кольцевого постоянного магнита с несколькими полюсами. Щетки прижимает пружина 15, сила прижима регулируется держателем 14. Применяют также бесконтактные электродвигатели постоянного тока с коммутаторами, питаемые от усилителей.

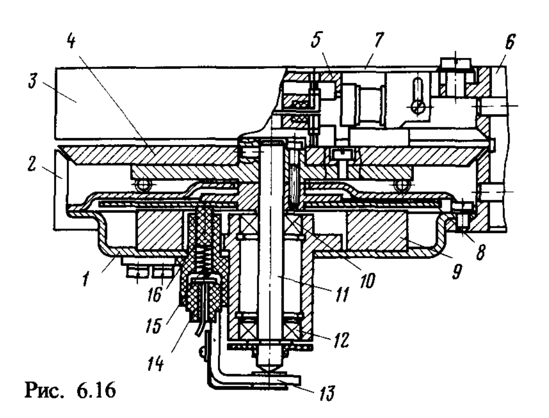


Рис. 6.16

Сигналы к головкам БВГ подают через токосъемники с числом секций, равным числу головок.

Контактный токосъемник представляет собой кольца, поверхность которых покрыта серебром или специальным малоокисляющимся сплавом. Применяют щетки из мягкого графита или из мягких пружинящих тонких проволочек. Бесконтактный токосъемник изготавливают из двух ферритовых колец с пазами, в которые помещают обмотки. Со стороны пазов, по торцу, кольца пришлифовывают и закрепляют на валу и на неподвижной верхней направляющей так, чтобы магнитный поток от статора к ротору замыкался через воздушные зазоры, размер которых не должен быть более 50 мкм. При использовании бесконтактных токосъемников с целью уменьшения помех диск с головками следует заземлять через специальную щетку.

Простейший тахогенератор можно изготовить из обычной магнитной головки с широким рабочим зазором и небольшого постоянного магнита, которые укрепляются на диске БВГ. Во время вращения диска перед зазором магнитной головки периодически появляется магнит и индуцирует импульсы, поступающие в САР-СД. В качестве тахогенератора можно также использовать малогабаритный дроссель, один из сердечников которого обрезают и закрепляют на диске. При вращении диска индуктивность дросселя меняется из-за периодического разрыва его сердечника.

В качестве датчика тахогенератора может служить фотодиод или фоторезистор. Его освещают миниатюрной лампочкой или светодиодом через прорезь в диске либо отраженным светом от черных и белых секторов, наносимых на диск.

6.4. ТИПЫ И КОНСТРУКЦИИ БЫТОВЫХ ВМ

Бытовые ВМ отличаются от профессиональных простотой конструкции, несколько пониженными требованиями к параметрам воспроизводимых сигналов, рядом сервисных устройств, облегчающих их сопряжение с телевизором, и значительно более низкой стоимостью. Серийное производство в СССР бытовых ВМ для записи черно-белых изображений относится к началу 70-х гг. Первый двухголовочный катушечный видеомагнитофон типа ВК1/2 был комбинированным, т. е. стационарным со съемным переносимым ЛПМ для записи программ от ручной телекамеры. Несколько позже начали выпускаться двухголовочный катушечный переносной ВМ «Электроника-501 видео», стационарный «Электроника-502 видео» и др. (табл. 6.6), имеющие различные форматы записи.

Таблица 6.6. **Технические характеристики бытовых катушечных ВМ, работающих на ленте шириной 12,7 мм**

Параметр	Значения параметров различных моделей					
	«Электроника-501»	«Электроника-502»	«Электроника-506»	«Электроника-Л-1-08»	«Электроника-551»	«Электроника-591»
Назначение	Переносной	Стационарный	Стационарный	Стационарный	Стационарный	Стационарный
Габаритные размеры, мм	260 × 290 × × 160	420 × 195 × × 340	420 × 195 × × 340	410 × 282 × × 160	410 × 282 × × 160	410 × 282 × × 160
Масса, кг	12	15	15	10	12	9
Вид ТВ сигнала	Черно-белый	Черно-белый	Цветной	Черно-белый	Цветной	Цветной
Скорость ленты, см/с	16,32	14,29	14,29	7,8	7,8	7,8
Скорость записи, м/с	8,9	8,1	8,1	8,1	8,1	8,1
Время записи, мин	35	45	45	170	170	110
Канал изображения						
Четкость строк	250	250	220	220	220	220
Отношение сигнал-шум, дБ	40	40	40	40	40	40
Канал звука						
Число каналов	1	1	1	1	1	1
Полоса частот, Гц	63...10000	100...10000	100...10000	100...10000	100...10000	100...10000
Отношение сигнал-шум, дБ	40	40	40	38	38	38
Питание	Батарея	Сеть	Сеть	Сеть	Сеть	Сеть

Вскоре был выпущен ряд моделей кассетиых бытовых ВМ «Спектр-203», «Электроника-508», «Орбита», «Сатурн» с коаксиальной кассетой (табл. 6.7). Однако конструкция коаксиальной кассеты была сложной, а стоимость высокой.

К концу 70-х гг. наиболее широкое распространение получили ВМ с плоскими кассетами компланарного типа. Производство катушечных аппаратов и коаксиальных кассет было прекращено. Для Советского Союза была выбрана компланарная кассета ВК формата VHS, получившая наибольшее распространение в мире.

С начала 80-х гг. в СССР начат выпуск стационарных ВМ «Электроника ВМ-12» и «Электроника ВМ-15» формата VHS. Их характеристики, а также характеристики современных моделей ведущих зарубежных фирм приведены в табл. 6.8.

Видеомагнитофон HR-D470 (фирма JVC, Япония) – формата VHS HF, отличается компактно-

Таблица 6.7. **Технические характеристики бытовых кассетных ВМ формата VCR системы СЕКАМ**

Параметр	Значения параметра				
	«Электроника- 505»	«Спектр 203»	«Орбита 501»	«Спектр 205»	«Сатурн 505»
Габаритные размеры, мм	318 × 269 × 132	450 × 340 × 170	300 × 300 × 125	550 × 340 × 170	318 × 269 × 132
Масса, кг	10	16	10	16	16
Скорость ленты, см/с	14,29	14,29	14,29	3,947	14,29
Скорость записи, м/с	8,1	8,1	8,1	8,1	8,1
Время записи, мин	45	45	45	180	45
Канал изображения					
Четкость, строк	250	250	250	250	250
Отношение сигнал-шум, дБ	40	38	38	40	40
Канал звука					
Полоса частот, Гц	80...10000	100...10000	100...10000	120...8000	100...10000
Отношение сигнал-шум, дБ	38	40	40	36	40
Питание	Батарея	Сеть	Батарея	Сеть	Батарея

Таблица 6.8.

Параметр	Значения параметров различных моделей, страна, фирма				
	ВМ-12(СССР)	SL-1105(Япония Sony)	EV-A80(Япония Sony)	HR-1200 EG(Япония JVC)	HR-D470(Япония JVC)
Формат записи	VHS	β	V-8	VHS	VHS
Габаритные размеры, мм	480 × 136 × 367	430 × 80 × 350	353 × 85 × 355	288 × 103 × 268	315 × 370 × 90
Масса, кг	10	7,3	6	5,2	7,3
Скорость ленты, мм/с	2,339	1,33	0,6/0,3	2,339	1,11
Скорость записи, м/с	4,85	5,8	3,14	4,85	4,85
Ширина ленты, мм	12,7	12,7	8	12,7	12,7
Время записи, мин	180	240	540/1120	180	360
Габаритные размеры кассеты, мм	188 × 104 × 25	156 × 96 × 25	95 × 52,5 × 15	188 × 104 × 25	188 × 104 × 25
Канал изображения					
Четкость, строк	250	250	250	250	250
Отношение сигнал-шум, дБ	38	40	40	40	40
Звуковые каналы					
Число каналов	1	2 + 2 ЧМ	2 цифр.	2	2 + 2 ЧМ
Полоса частот, Гц	100...8 000	20...20 000	20...20 000	100...8 000	20...20 000
Вид звукового сопровождения	Моно	Стерео	Стерео	Стерео	Стерео
Отношение сигнал-шум, дБ	38	40 + 80	90	40	40 + 80
Замедление	Нет	Имеется	Имеется	Имеется	Имеется
Стоп-кадр	Имеется	«	«	«	«
Дистанционное управление	Нет	«	«	Нет	«

стью, малой массой и возможностью записи высококачественного звукового сопровождения в полосе частот от 20 до 20 000 Гц с отношением сигнал-шум до 90 дБ. Такой высокий результат при низкой скорости ленты был достигнут благодаря применению для записи звука вращающихся головок. Габаритные размеры ВМ снижены за счет применения вертикальной системы заправки ленты, при которой кассета вставляется боком. Блок вращающихся головок имеет четыре головки для канала изображения; две – для записи и воспроизведения с номинальной скоростью, две – для воспроизведения в режимах стоп-кадр, замедления, ускорения (до трехкратного). Две отдельные вращающиеся звуковые головки с широким рабочим зазором предназначены для записи стереозвукового сопровождения (левый канал записывается на поднесущей 1,3 МГц, правый – на 1,7 МГц). Сигнал записывается этими головками в нижнем слое рабочего слоя ленты, в то время как изображение – в поверхностном слое ленты. Видеомагнитофон оснащен системой обработки воспроизводимого сигнала, которая повышает четкость изображения и уменьшает помехи, используя кадровую память на ПЗС структурах.

Видеомагнитофон SL-F105 (фирма Sony, Япония) – формата β, использует две головки для записи изображения и звука и две дополнительные головки для воспроизведения изображения в режимах стоп-кадр, замедления и ускореиия. Переход на воспроизведение дополнительными головками происходит автоматически при возникновении шумовой помехи при сходе головки с магнитной строки. Стереозвуковое сопровождение записывается вращающимися головками путем модуляции двух поднесущих для левого канала и двух – для правого, которые размещаются между ЧМ сигналом яркости и перенесенными в область НЧ сигналами цветности. Пульт дистанционного управления с инфракрасным каналом беспроводной связи позволяет управлять ВМ как в основных, так и в монтажных режимах. Три микропроцессора обеспечивают работу всех автоматических систем ВМ и их диагностику.

Видеомагнитофон HR-2200 ЕС (фирма JVC, Япония) – переносного типа, имеет небольшие размеры и массу, но по своим функциональным возможностям не уступает репортерской аппаратуре, видеомагнитофон автоматически согласует начало новой программы с концом предыдущей.

Видеомагнитофон EV-A80 (фирма Sony, Япония) – формата V8 DAV, использует кассету с металлизированной лентой толщиной 9 мкм, рабочим слоем 3 мкм и обратным слоем 1 мкм. Он не имеет стационарных звуковых головок, что облегчает установку БВГ и заправку ленты в тракт ЛПМ.

Блок вращающихся головок обхватывается

лентой на угол 221°. На части магнитной строки, соответствующей углу поворота головки 180°, записывается изображение, а на остальной части – звук в цифровой форме.

Перед записью левый и правый стереозвуковые сигналы подаются в АЦП, преобразуются в цифровые потоки с частотой квантования 44,1 кГц при 16 уровнях. После суммирования цифровой поток поступает в промежуточную память объемом, соответствующим длительности полукадра, затем компрессируется и поступает в канальное кодирующее устройство. При записи головки поочередно коммутируются и записывают ЧМ сигнал с изображения и канальный код со стереозвуковым сопровождением. При воспроизведении те же головки воспроизводят ЧМ сигнал и канальный код, которые разделяются. Частотно-модулированный сигнал демодулируется, и ВС поступает на выход ВМ. Цифровой сигнал перекодируется и подается в промежуточную память. Затем цифровые потоки разделяются, расширяются во времени и в двух ЦАП преобразуются в аналоговые стереозвуковые сигналы. Видеомагнитофон имеет систему автотрекинга, для работы которой на каждой магнитной строчке поочередно записываются пилот-сигналы с частотой 101,0; 117,2; 162,8; 146,2 кГц. При воспроизведении сигналы этих частот выделяются и вычитаются один из другого. Их разность при сходе головки со строчки вправо составляет 16 кГц, влево – 45 кГц, что используется для выработки сигнала управления для головок автотрекинга. Формат V8 DAV бытовой видеозаписи рассчитан на работу при двух скоростях магнитной ленты. На скорости ленты 3 мм/с время непрерывной записи на одной кассете достигает 18 ч.

Некоторые бытовые ВМ оснащаются сервисным устройством, исключающим несанкционированное включение ВМ посторонними лицами. Для работы на ВМ необходимо набрать определенный код, в противном случае кассета блокируется и ее изъять можно только в специальном ателье.

Дальнейшее развитие бытовой видеозаписи связано с внедрением цифровых методов обработки сигналов перед записью и после воспроизведения при сохранении аналогового способа записи, который является более экономичным.

6.5. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ БЫТОВЫХ ВМ

Бытовой черно-белый переносный ВМ «Электроника-501 видео» обычно используется совместно с любительской телекамерой. А питание позволяет производить запись программ в самых различных условиях, что явилось основной причиной его широкого распространения.

Структурная схема ВМ «Электроника-501 видео» (рис. 6.17). При работе ВМ, работающего в комплекте с телевизионной камерой в режиме записи, сигнал от камеры подается на вход усилителя 1, далее через ФНЧ 2 с частотой среза 3 МГц и усилитель 4 на цепи фиксации уровня черного 5. На выход усилителя 4, кроме того, подключены: устройство АРУ 3, автоматически поддерживающее необходимый уровень видеосигнала, и выходной усилитель 18, с которого сигнал поступает на телевизор, позволяющий контролировать записываемую программу. Выход цепи фиксации соединен с цепью предыскажений 6, осуществляющей подъем верхних частот записываемого сигнала перед подачей его на модулятор 8. Ограничитель 7 устраняет выбросы, превышающие уровень белого, способные вызвать перемодуляцию. С выхода модулятора ЧМ сигнал поступает через усилитель записи 9 и токосъемники ПК 1–ПК 3 в головки МГ1 и МГ2.

В режиме воспроизведения головки включены через согласующие трансформаторы Т1 и Т2 на входы предварительных усилителей 10 и 11. Усиленный ЧМ сигнал поступает на переключатель 13. Усилители открываются и закрываются синхронно с поворотом диска БВГ импульсами,

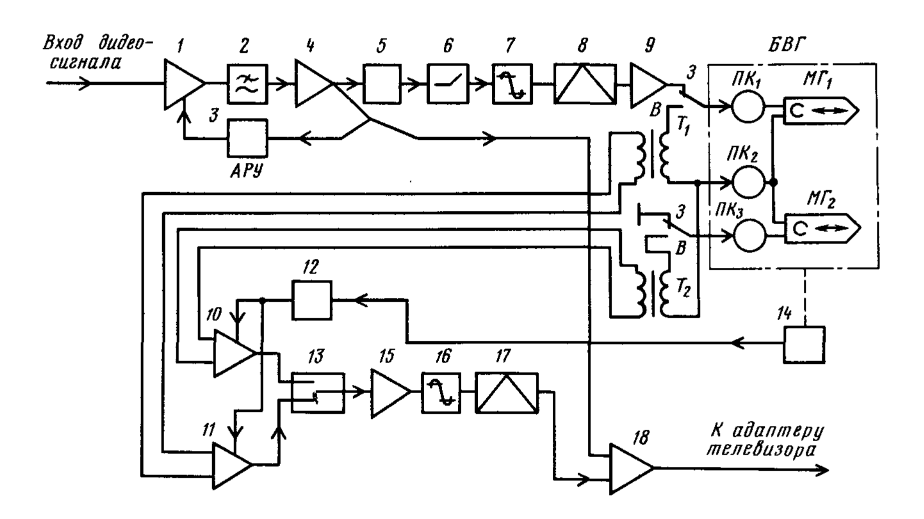


Рис. 6.17

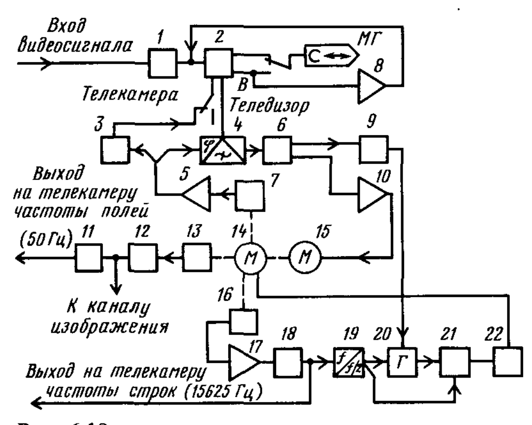


Рис. 6.18

поступающими с цепи формирования 12 и тахогенератора 14, связанного с диском БВГ механически. С выхода переключателя 13 ЧМ сигнал поступает через усилитель 15 и ограничитель 16 на демодулятор 17. Демодулированный видеосигнал усиливается усилителем 18 и подается в селектор САР и адаптер телевизора.

Система автоматического регулирования ВМ (рис. 6.18) управляет ведущим 14 и дополнительным электродвигателями, связанными с помощью пассиков со шкивом на маховике ведущего вала. На валу ведущего электродвигателя установлены индукционные тахогенераторы: 13 полукадровой частоты, 16 строчной частоты и 7 частоты вращения электродвигателя.

При записи от телекамеры (переключатель в положении «Телекамера») САР работает автономно. Вырабатываемые тахогенератором 16 колебания с частотой 15625 Гц усиливаются в усилителе 17, формируются в формирователе 18 и через делитель частоты 19 подаются на вход генератора опорной частоты 20 и цепь сравнения 21. В цепи импульсы тахогенератора и опорные сравниваются по длительности. Устройство сравнения вырабатывает сигнал, управляющий устройством питания 22 ведущего электродвигателя 14. При отклонении частоты вращения этого электродвигателя от номинального значения изменяется частота импульсов тахогенератора, поступающих на электродвигатель 19. Так как частота генератора 20 постоянная, на выходе устройства сравнения вырабатывается сигнал, поддерживающий номинальную частоту вращения ведущего двигателя. Синхронизация телевизионной камеры также осуществляется опорным генератором 20.

Импульсы синхронизации строчной и кадровой развертки камеры формируются блоками 11 из сигналов, вырабатываемых соответственно тахогенераторами 13 и 16. Кроме того, кадровые импульсы с частотой следования 50 Гц выделяются из записываемого сигнала селектором 1 и запускают ждущий мультивибратор 2. При работе с телекамерой ждущий мультивибратор выполняет роль делителя частоты на два. В исходное положение он устанавливается импульсами с частотой следования 25 Гц, вырабатываемыми тахогенератором 7. Они поступают на мультивибратор через усилитель 5 и цепь формирования 3. Импульсы мультивибратора через дифференцирующую цепь (на схеме не показана) подаются в головку МГ и записываются на ленту.

Аналогично записываются управляющие сигналы при работе с телевизором. В этом режиме САР регулирует частоту вращения ведущего электродвигателя так, чтобы частота датчика оборотов 7 была равна частоте кадров сигнала, поступающего с телевизора. Импульсы с выхода мультивибратора 2 через интегрирующую цепь подаются в фазовый дискриминатор 4 (переключатель в положении «Телевизор»), на который также поступают импульсы от тахогенератора. Сигнал, амплитуда которого пропорциональна разности частот импульсов, подаваемых на дискриминатор, поступает через интегрирующую цепь 6 в преобразователь 9 и изменяет сопротивление времязадающей цепи опорного генератора 20.

При воспроизведении, как и при записи от телекамеры, САР работает автономно, но дополнительно включается цепь регулирования скорости ленты. В этом режиме управляющие сигналы, воспроизводимые головкой МГ и усиленные усилителем 8, запускают мультивибратор 2. Его импульсы, следующие с частотой 25 Гц, подаются в дискриминатор, куда также проходят импульсы с тахогенератора 7. Сигнал ошибки с выхода дискриминатора подается на усилитель мощности 10, нагрузкой которого является электродвигатель 15. При отставании по фазе управляющих импульсов от импульсов тахогенератора частота вращения этого электродвигателя увеличивается, что приводит к увеличению скорости ленты до тех пор, пока импульсы не сфазируются. При опережении по фазе частота вращения электродвигателя 15 снижается, скорость ленты уменьшается до тех пор, пока она не станет равной номинальной.

Каналы записи и воспроизведения звукового сопровождения ВМ строятся так же, как в обычных магнитофонах.

Структурная схема ВМ «Электроника ВМ-12» (рис. 6.19). Видеомагнитофон кассетный формата VHS (табл. 6.8). Конструкция ВМ – настольная с вертикальной загрузкой кассеты 5 в ЛПМ.

Записываемый видеосигнал может подаваться на вход канала изображения 2 от телевизора (вход «Видео») или от тьюнера 1, вход которого подключается к антенне (3 – модулятор ВЧ). Изображение записывается на ленту видеоголовками, расположенными в БВГ 9. Лента заправляется в тракт ЛПМ с помощью подвижных роликов 10 и 11 механизмом заправки 7, приводимым в движение от электродвигателя 6. По ходу движения ленты от подающего 20 к приемному 19 узлам лента проходит стирающую головку $МГ_1$, БВГ, универсальную головку канала управления $МГ_4$, универсальные звуковые головки $МГ_2$ и $МГ_3$, ведущий узел 21 и натяжной ролик 22 системы натяжения 8. Стабильность фазы и частоты вращения электродвигателя БВГ 13, частоты вращения ведущего электродвигателя 12 поддерживается системами автоматического регулирования САР-СД 14 и САР-СЛ 15. Звуковые

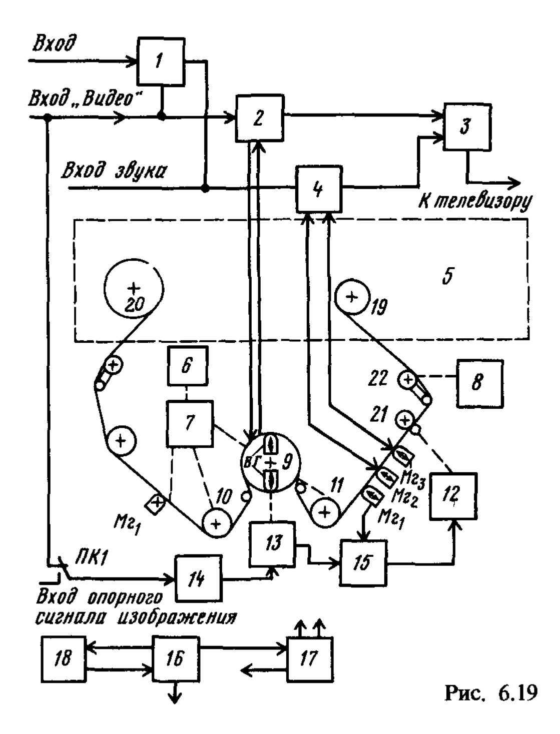


Рис. 6.19

сигналы подаются в канал звукового сопровождения 4 и записываются неподвижными головками МГ$_2$ и МГ$_3$ с высокочастотным подмагничиванием. Управление всеми режимами ВМ осуществляется путем нажатия клавиш по командам, которые формируются в блоке управления 17 (16 – программатор, 18 – таймер).

Канал изображения ВМ «Электроника ВМ-12» (рис. 6.20) имеет на входе систему АРУ 1, стабилизирующую размах ВС, поступающего от телекамеры или тьюнера. Далее через ФНЧ 2 с полосой пропускания 3 МГц и ограничитель 3, срезающий пики белого, сигнал подается на модулятор 4, где модулирует несущую. При записи принята следующая расстановка частот

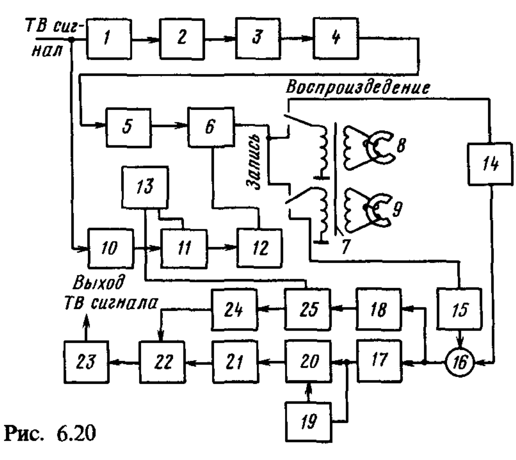


Рис. 6.20

для сигнала яркости: уровень белого – 4,8 МГц, уровень синхроимпульсов – 3,8 МГц. Верхняя боковая полоса ЧМ сигнала вследствие спада АЧХ почти полностью подавляется, а нижняя записывается в диапазоне частот 1,2...4,3 МГц. Так как запись сигналов цветности прямым путем невозможна, то их полоса сужается до 0,8 МГц (при этом изображение теряет цветовую четкость и насыщенность), затем переносится в диапазон частот 0,36...1,1 МГц и суммируется с ЧМ сигналом яркости. С этой целью ЧМ сигнал пропускается через ФВЧ 5, подавляющий частоты ниже 1,2 МГц, и через цепь предкоррекции 6, поднимающую высокие частоты, и подается в сумматор.

Сигнал цветности ограничивается по полосе частот фильтром 10 и модулирует несущую гетеродина 13 в балансном модуляторе 11. На выходе модулятора присутствуют ВЧ составляющие, которые задерживаются фильтром ФНЧ 12, а полезные НЧ составляющие проходят через фильтр и поступают на суммирование в блок 6. Суммарный сигнал через токосъемник 7 подается на головки 8 и 9 и записывается на ленту. Частотно-модулированный сигнал яркости записывается с оптимальным током записи, а сигнал цветности – с уменьшенным на 20...22 дБ с тем, чтобы не возникли перекрестные искажения.

Системы АРУ канала записи поддерживают постоянными уровни сигналов при их входе ВМ. При воспроизведении ЧМ сигналы, воспроизводимые головками, усиливаются в усилителях 14 и 15, после чего поочередно суммируются в сумматоре 16 в соответствии с сигналом таходатчика БВГ. В усилителях производится частотная коррекция ЭДС головок, а в сумматоре 16 – замещение канала, головка которого не воспроизводит. На выходе сумматора 16 ЧМ сигнал яркости отфильтровывается фильтром ФВЧ 17, а сигнал цветности – фильтром ФНЧ 18. В канал ЧМ сигнала яркости включен сумматор 20, на вход которого поступает либо прямой сигнал, либо задержанный на одну ТВ строчку от компенсатора выпадений 19. Компенсатор выпадений состоит из детектора выпадений, анализирующего размах ЧМ сигнала, и линии задержки. При уменьшении размаха ниже заданного порога (– 16 дБ) детектор подключает к сумматору сигнал с выхода линии задержки. Если длительность выпадения больше одной ТВ строки, то в компенсаторе сигнал циркулирует по несколько раз, причем канал цветности блокируется.

Далее сигнал яркости ограничивается и демодулируется в блоке 21. Затем он проходит фильтр ФНЧ 22 с полосой 3 МГц и суммируется с сигналом цветности. Обратный перенос сигнала цветности в диапазон частот 3,6...4,9 МГц, отфильтрованного фильтром ФНЧ 18, производится с помощью балансного модулятора 25, на который поступает сигнал с гетеродина 13. В выходном сигнале модулятора составляющие, соответствующие сигналу цветности, отфильтровываются фильтром ФНЧ 24, после чего поступают в сумматор 22. Затем сигнал воспроизведения проходит устройство шумопонижения 23 и подается на выход канала изображения.

Канал изображения ВМ позволяет также проводить запись и воспроизведение сигналов цвет-

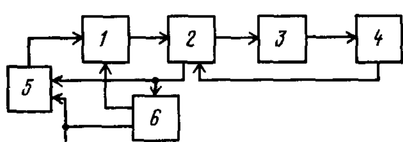


Рис. 6.21

ности системы ПАЛ, для чего в нем предусмотрена система ФАПЧ с подстройкой фазы гетеродина по вспышкам поднесущей цветности на строчных гасящих импульсах. В электронных блоках канала изображения широко использованы БИС серии КР1005, специально разработанной для отечественной бытовой видеозаписывающей техники.

Видеомагнитофон «Электроника ВМ-12» имеет две замкнутые системы автоматического регулирования: САР-СД стабилизирует частоту и фазу вращения БВГ; САР-СЛ – скорость движения ленты. Принцип их построения одинаков. Исполнительным элементом САР-СД (рис. 6.21) служит бесконтактный электродвигатель постоянного тока 3. Индуктивный датчик 4 положения ротора задает частоту переключения коммутатора, подключающего обмотки статора к источнику управляющего напряжения 1. В коммутаторе 2 формируются такие импульсы датчика, которые сравниваются с опорными импульсами по частоте и фазе в частотном 5 и фазовом 6 детекторах. Использование в БВГ бесколлекторного электродвигателя вызвано тем, что в нем отсутствуют помехи от щеток на близкорасположенные головки, хотя такие электродвигатели имеют более высокую стоимость и более сложную конструкцию. Исполнительным элементом САР-СЛ служит коллекторный электродвигатель постоянного тока, а его частота и фаза вращения определяются по фазе импульсов таходатчика, закрепленного на оси ротора. Питающее напряжение поступает на электродвигатель через блок управления, изменяя частоту вращения ротора. В режиме записи импульсы таходатчика сравниваются в частотном и фазовом детекторах с кадровыми импульсами входного сигнала, записываемыми на ленту по каналу управления. При воспроизведении они считываются с ленты и поступают в САР-СЛ вместо опорных. В ВМ предусмотрена ручная установка фазы при воспроизведении с целью лучшего совмещения сердечника воспроизводящей головки с магнитной строчкой.

В бытовых ВМ обычно имеется ряд устройств, обеспечивающих удобства при эксплуатации. Кассета устанавливается в ВМ с помощью контейнера (в «Электронике ВМ-12» он горизонтальной конструкции), который автоматически выбрасывает кассету, после натяжения клавиши «Подъем кассеты». Влажный воздух повышает трение ленты о поверхность БВГ, поэтому избыток влажности может привести к повреждению ВМ. Индикатор влажности автоматически отключает все системы ВМ при превышении допустимой нормы. Счетчик расхода ленты служит для поиска требуемого фрагмента программы. В состав ВМ (рис. 6.19) включены тьюнер и таймер с программатором. Тьюнер представляет собой приемную часть бытового телевизора, рассчитанную на прием передач по шести каналам. Таймер – это электронные цифровые часы с установкой времени. Программатор позволяет путем нажатия кнопок «День», «Час», «Минута» заранее установить время начала и конца записи ТВ передачи. Устройство, запускаемое таймером, автоматически включает ВМ в режим записи на время, установленное в программаторе.

Видеомагнитофон можно переключать к бытовому телевизору двумя способами. Если телевизор имеет только антенный вход, то на него подается сигнал от ВМ через ВЧ модулятор 3 (рис. 6.19). При этом используется не занятый эфирными ТВ программами канал. Подобный способ прост и удобен для потребителя, но приводит к дополнительным искажениям из-за процессов модуляции и демодуляции сигналов изображения и звука. Второй способ сопряжения ВМ с телевизором возможен непосредственно по ВС и звуковому сигналу. Для этого в телевизор устанавливается сопрягающее устройство (например УС ЦТ2), которое обеспечивает передачу и коммутацию сигналов в режимах записи и воспроизведения.

6.6. МАГНИТНЫЕ ЛЕНТЫ И ГОЛОВКИ

Для профессиональных ВМ формата Q применяются ленты с рабочим слоем из гамма-окисла железа γFe_2O_3. Основа изготавливается из полиэтилентерефталата с обратным антистатическим слоем. В СССР для этих ВМ выпускается лента Т4403-50 шириной 50,8 мм, общей толщиной 35 мкм. Для профессиональных ВМ форматов С и В выпускают магнитные видеоленты с рабочим слоем из модифицированной двуокиси хрома CrO_2 или из кобальтированных феррокислов железа $\gamma Co\,Fe_2O_3$. Основные характеристики видеолент, выпускаемых ведущими фирмами, приведены в табл. 6.9.

В бытовых ВМ применяется магнитная лента с рабочим слоем из двуокиси хрома CrO_2 на полиэтилентерефталатной основе шириной 12,7 мм и толщиной не более 27 мкм. Хорошие результаты дают высокоэнергетические ленты с рабочим слоем из $\gamma Co\,Fe_2O_3$. Применение лент с рабочим слоем из γFe_2O_3 нежелательно, так как уровень воспроизводимого сигнала в 2...4 раза меньше. В СССР для бытовой видеозаписи выпускается лента Т4305-12Б с рабочим слоем из CrO_2. Поверхность видеоленты должна быть чистой, не иметь заметных царапин, короблений и растянутых мест. Склейка лент для видеозаписи производится так же, как для звукозаписи, но эксплуатация лент со склейками нежелательна. После записи ленту рекомендуется удалять из тракта ЛПМ.

Катушки с видеолентами упаковывают в полиэтиленовый мешок. Для предохранения от влаги их помещают в разъемный пластиглассовый контейнер, имеющий этикетку, на которой указывают сведения о производителе ленты, ее марку, длину и ширину, а также содержание записанной на ленте программы.

Таблица 6.9. **Видеоленты для профессиональной видеозаписи шириной 25,4 мм**

Параметр	Тип ленты, фирма, страна								
	CV-26R	CVE-26R	CV-26R LP	V-16-96A	H-621	Ampex-196	Scotch-480B	T-64C	T4314-25
	BASF (ФРГ)	BASF (ФРГ)	BASF (ФРГ)	Fuje (Япония)	Fuje (Япония)	Ampex (США)	3M(США)	Kodak США	«Свема» СССР
Толщина, мкм	26	26	21,5	28,7	27	28	28	28	30
Материал рабочего слоя	CrO_2	CrO_2	CrO_2	$\gamma CoFe_2O_3$	$\gamma CoFe_2O_3$	$\gamma CoFe_2O_3$	$\gamma CoFe_2O_3$	$\gamma COFe_2O_3$	CrO_2
Коэрцитивная сила кА/м	40 (500)	40 (500)	40 (500)	53 (670)	50 (620)	53 (670)	53 (670)	53 (670)	40 (500)
Индукция, Гс	1 450	1 450	1 450	1 200	1 200	1 200	1 200	1 200	1 450
Длина, м	1 550	1 500	1 970	1 410	1 550	1 500	1 500	1 500	1 500
Формат записи	B	C	B	C	C	C	C	C	C

В табл. 6.10 приведены основные геометрические размеры и основные характеристики кассет, используемых в СССР и за рубежом для бытовой видеозаписи. В отечественных ВМ «Сатурн-505», «Спектр-203», «Электроника-505» применялась кассета ВК-30, в которой две катушки размещались одна над другой. В новых отечественных ВМ применяется кассета компланарного типа с шириной ленты 12,7 мм и толщиной 25 мкм, в которой катушки находятся в одной плоскости (рис. 6.22). Кассета имеет окно, в которое проходит свободный конец ленты, используемый для заправки в тракт ЛПМ. На рис. 6.22: 1 – приемная катушка; 2 – корпус кассеты; 3 – подающая катушка; 4 – свободный участок ленты для заправки; 5 – обратный слой ленты; 6 – рабочий слой ленты. Количество ленты на катушках зависит от ее толщины.

Для записи сигналов изображения в БВГ ВМ используют видеоголовки (2 × 2 × 0,2 мм) с ферритовыми сердечниками, материалом для сердечников видеоголовок служит монокристаллический феррит или горячепрессованный феррит MnZn. Сердечники склеиваются стеклом и обрабатываются по специальной технологии, обеспечивающей необходимую чистоту поверхности и заданные геометрические размеры. Параметры видеоголовок для бытовых ВМ приведены в табл. 6.11. Головки ФГВ-1 применяют в катушечных, а ФГВ-2 и ФГВ-5 в кассетных ВМ. Головки в латунных оправках закрепляют на диске БВГ и юстируют с помощью специального приспособления, позволяющего точно выставить угол между головками 180° ± 20′ или 181°26′ ± ± 20′ при записи с пропуском полукадра. Наконечники головок должны выступать над поверхностью диска на 50...80 мкм. В процессе эксплуатации выступ уменьшается на 30...40 мкм и отдача головок постепенно повышается. В конце срока службы рабочий зазор разрушается и головки приходят в негодность.

При эксплуатации головки следует периодически очищать от магнитного порошка мягкой замшей, смоченной фреоном или спиртом. После очистки головки рекомендуется проверить путем воспроизведения заведомо хорошей записи.

В качестве стирающихся и универсальных неподвижных головок можно использовать головки от обычных магнитофонов с размерами сер-

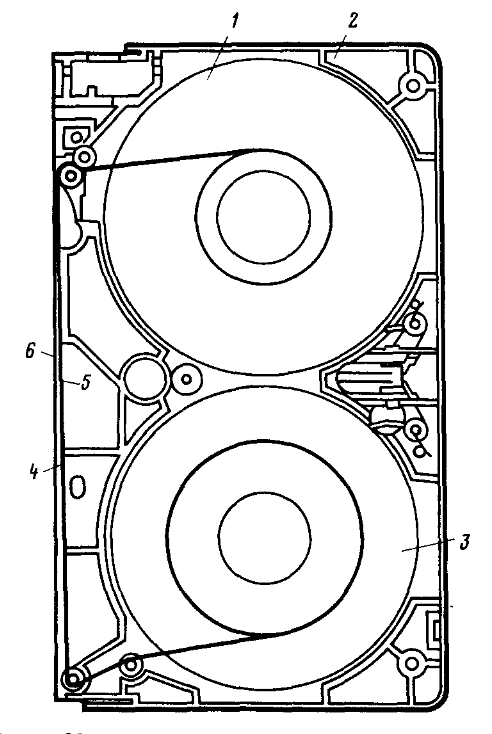


Рис. 6.22

Таблица 6.10. **Основные характеристики и размеры кассет для бытовой видеозаписи**

Параметр	Тип кассеты (формат записи)				
	VCR (КВ-30)	VHS (ВК-180)	L-500	Video-2000	V-8-DAV
Размеры, мм	145 × 127 × × 41	188 × 104 × × 25	156 × 95 × × 25	183 × 110 × × 25	59 × 23 × 9,2
Ширина строчки записи, мкм	130	49	33	22,5	–
Скорость ленты головок, мм/с	8,08	4,85	5,83	5,08	–
Скорость ленты, мм/с	142,3	23,39	18,75	24,42	3
Ширина ленты, мм	12,7	12,7	12,7	12,7	8
Расход ленты, мм/ч	6,7	1,07	0,86	0,56	–
Толщина ленты, мкм	27	20	14	14	9
Время записи, мин	30	180	198	2 × 240	1080

Таблица 6.11. **Видеоголовки для бытовых видеомагнитофонов**

Параметр	Тип головки		
	ФГВ-1	ФГВ-2	ФГВ-5
Ширина рабочего зазора, мкм	0,7 ± 0,3	0,7 ± 0,3	0,4
Длина рабочего зазора, мкм	130 ± 10	130 ± 8	50
Глубина рабочего зазора, мкм	40 ± 10	30 ± 10	30 ± 10
Индуктивность, мкГн	1,7 ± 0,27	3,3 ± 0,27	3,3 ± 0,27
Добротность, не менее	4	4	4
Ток записи, мА, не более	22	22	22
Электродвижущая сила на частоте 3,8 МГц, мкВ, не менее	170	250	250
Перекос рабочих зазоров, град	0	0	± 6

дечников, соответствующими выбранным видеофонограммам, либо универсальные комбинированные видеоголовки (табл. 6.12). Головка 12Д22-1 с двумя магнитными системами предназначена для применения в катушечных, а головка 12Д33-1 с тремя магнитными системами – в кассетных магнитофонах. Магнитные цепи

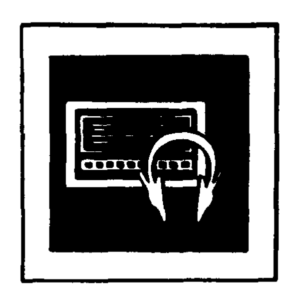
Таблица 6.12. **Неподвижные комбинированные головки для бытовых видеомагнитофонов**

Параметр	Тип головки	
	12Д22-1	12Д33-1
Ширина рабочего зазора, мкм	4	4
Длина рабочего зазора, мм:		
канала звука	0,7 ± 0,025	0,7 ± 0,025
управляющего сигнала	–	0,3 ± 0,025
Глубина рабочего зазора, мм	0,3 ± 0,05	0,3 ± 0,05
Индуктивность, мкГн	45 ± 10	40 ± 10
Рабочая полоса частот, Гц	100...10000	60...15000

этих головок изготовлены из пермаллоя.

Стирающая головка ФГС-1 имеет ферритовый сердечник и обладает следующими параметрами:

Длина рабочего зазора, мм . . .	$14_{-0,2}$
Ширина рабочего зазора, мм . . .	0,3
Глубина рабочего зазора, мм . . .	0,3 ± 0,05
Индуктивность, мГн (измеряется на f = 1 кГц)	0,35 ± 0,1
Ток стирания, мА	250
Частота стирания, кГц	65
Эффективность стирания, дБ . . .	55



АППАРАТУРА ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

РАЗДЕЛ 7

Содержание

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Диапазон частот для любительской радиосвязи

Любительские приемно-передающие радиостанции предназначены для проведения экспериментов с приемной, передающей аппаратурой и антеннами, изучения распространения радиоволн, наблюдения за работой передающих радиостанций, проведения двухсторонних связей между любительскими радиостанциями, участия в соревнованиях радиолюбителей, в том числе и международных.

В СССР радиолюбительским станциям разрешена работа в следующих диапазонах:

Диапазон волн	*Диапазон частоты*
160 м	1830...1930 кГц
80 м	3500...3650 кГц
40 м	7000...7100 кГц
30 м	10 100...10 150 кГц
20 м	14 000...14 350 кГц
15 м	21 000...21 450 кГц
10 м	28 000...29 700 кГц
2 м	144...146 мГц
70 см	430...440 мГц
23 см	1260...1300 мГц
5 см	5650...5670 мГц
3 см	10...10,5 ГГц
6 мм	47...47,2 ГГц
4 мм	75,5...76 ГГц
2,5 мм	119,98...120,02 ГГц
2 мм	142...149 ГГц
1,2 мм	241...250 ГГц

Виды работы и категории любительских радиостанций

В СССР радиолюбительским передатчикам разрешена работа телеграфом с амплитудной модуляцией и использованием телеграфного кода Морзе, телефоном с амплитудной, однополосной и частотной модуляцией. По специальному разрешению можно применять двухчастотную телеграфию с использованием кода Бодо. В ряде зарубежных стран радиолюбительские передатчики, кроме того, передают телевизионные изображения с использованием медленной развертки в коротковолновых диапазонах и обычный телевизионный сигнал в микроволновых диапазонах.

Любительские радиостанции, работающие только на прием, имеют позывные радионаблюдателей и рассылают владельцам приемно-пере-

дающих радиостанций свои карточки-квитанции. После проверки правильности данных о работе своей радиостанции владелец приемно-передающей радиостанции высылает наблюдателю свою карточку-квитанцию. Позывные радионаблюдателям выдают организации ДОСААФ СССР.

Любительские приемно-передающие радиостанции в нашей стране делятся на 4 категории. Разрешение на радиостанцию 4-й категории может получить радиолюбитель, достигший 14-летнего возраста. Умение передавать и принимать на слух телеграфные сигналы кода Морзе для владельцев этой категории радиостанций желательно, но не обязательно.

Разрешение на радиостанцию 3-, 2- и 1-й категорий может получить радиолюбитель, достигший 16-летнего возраста и обязательно умеющий передавать и принимать на слух телеграфные сигналы кода Морзе.

Разрешение на постройку и эксплуатацию радиолюбительских передатчиков выдают местные органы государственной инспекции электросвязи по ходатайствам организаций ДОСААФ СССР.

Радиостанции 4-й категории могут работать только в диапазоне 160 см телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт.

Радиостанции 3-й категории могут работать в диапазоне 160 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт, только телеграфом в диапазонах 80 и 15 м с мощностью передатчика до 10 Вт, в диапазоне 10 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 10 Вт и в микроволновых диапазонах телефоном и телеграфом с мощностью передатчика до 5 Вт.

Радиостанции 2-й категории могут работать в диапазоне 160 м телефоном и телеграфом с мощностью передатчика до 5 Вт, в диапазонах 80, 40, 15 и 10 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 50 Вт, в диапазоне 20 м только телеграфом и мощностью передатчика до 50 Вт и в микроволновых диапазонах телефоном и телеграфом с мощностью передатчика до 5 Вт.

Радиостанции 1-й категории могут работать в диапазоне 160 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 10 Вт, в диапазонах 80, 40, 20, 15 и 10 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 200 Вт, в диапазоне 30 м только телеграфом с мощностью передатчика до 200 Вт и в микроволновых диапазонах телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт.

Радиолюбители применяют для проведения двусторонних радиосвязей спутниковые ретрансляторы. Для работы через спутник могут использоваться диапазоны 40, 20, 15, 10 и 2 м, 70 см, 6, 4, 2 и 1,2 мм. В настоящее время советские радиолюбительские спутники принимают сигналы в диапазоне 145,8...146 МГц, а передают в диапазоне 29 350...29 550 кГц.

7.2. ПЕРЕДАТЧИКИ

Параметры передатчиков.

Мощность передатчиков любительских радиостанций измеряется на согласованной нагрузке-эквиваленте антенны.

Для измерения выходной мощности вместо антенны на выход передатчика подключают резистор, сопротивление которого обеспечивает согласование эквивалента антенны с усилителем мощности (УМ). Манипулируя органами настройки передатчика, добиваются максимума напряжения на его выходе: при работе телеграфом – при нажатом ключе, при работе телефоном – при подключении вместо микрофона ГЗЧ. Мощность передатчика, Вт, определяется по формуле

$$P_{вых} = \frac{U^2_э}{R_э},$$

где $U_э$ – максимальное (действующее значение) напряжения на эквиваленте антенны, В; $R_э$ – сопротивление эквивалента антенны, Ом.

Для предотвращения возможного превышения разрешенной мощности в выходных каскадах любительских передатчиков запрещается применять полупроводниковые и электровакуумные приборы, обеспечивающие выходную мощность, в 2...4 раза превышающую разрешенную данной категории любительской радиостанции.

Коэффициент полезного действия передатчика – отношение выходной мощности к мощности, потребляемой от источников питания. Любительские передатчики обычно имеют КПД 20...50%.

Абсолютная стабильность частоты передатчика определяется отклонениями его частоты при неизменном положении органов установки частоты. В течение 15 мин с момента вхождения в радиосвязь абсолютный уход частоты любительских передатчиков не должен превышать для радиостанций:

4-й категории – 500 Гц;

3-й категории в диапазонах 160, 80 и 15 м – 500 Гц, в диапазоне 10 м – 2 кГц и в микроволновых диапазонах – 10 кГц;

1- и 2-й категорий на частотах до 29,7 мГц – 300 Гц, в микроволновых диапазонах – 1 кГц.

Занимаемая полоса частот – ширина полосы частот, за пределами которой излучаемая мощность не превышает 0,5% от всей мощности сигнала. Эта полоса у любительских передатчиков не должна превышать при работе:

телеграфом с амплитудной манипуляцией (передача кода Морзе) – 100 Гц;

телефоном с АМ – 6 кГц;

телефоном с однополосной модуляцией – 3 кГц;

телефоном с ЧМ (только в микроволновых диапазонах) – 24 кГц.

Точность установки частоты – максимальная ошибка установки частоты передатчика по его шкале (механической или цифровой). Эта точность должна обеспечить работу любительского передатчика без выхода за пределы радиолюбительских диапазонов. При этом за пределы установленного для данного вида работы диапазона частот не должны попадать сигналы, лежащие в полосе занимаемых частот.

Побочные излучения передатчика – излучение на гармониках и других частотах, не примыкающих непосредственно к занимаемой полосе частот. Мощность побочных излучений у любительских передатчиков не должна превышать:

для передатчиков мощностью до 5 Вт при работе на частотах до 29,7 МГц – 30 дБ от мощности основного излучения;

для передатчиков мощностью более 5 Вт при работе на частотах до 29,7 МГц – 40 дБ ниже мощности основного излучения, но не более 50 мВт;

для передатчиков, работающих в микроволновых диапазонах, – не более 25 мкВт.

Структурные схемы любительских передатчиков

Телеграфный передатчик без умножения частоты (рис. 7.1). Задающий генератор вырабатывает стабильные по частоте колебания на рабочей частоте передатчика. Усилитель мощности усиливает эти колебания и устраняет влияние изменения параметров антенны на частоту передатчика. Телеграфная манипуляция осуществляется в УМ. Использование передатчика по такой структурной схеме может быть рекомендовано только на сравнительно низких частотах – для работы в диапазонах 160 и 80 м.

Телеграфный передатчик с умножением частоты ЗГ (рис. 7.2). Задающий генератор работает в диапазоне частот, полученном путем деления частот на выходе передатчика на число, кратное 2 и 3. За ЗГ включены последовательно несколько умножителей частоты с коэффициентами умножения 2, 3 или 4. По такой схеме может быть построен передатчик для работы в диапазонах 160, 80, 40, 20, 15 и 10 м. В этом случае ЗГ должен работать в диапазоне 1750... ...1930 кГц. В диапазоне 160 м умножение частоты не применяется, при работе в диапазоне 80 м используется один удвоитель частоты, на 40 м – два удвоителя (или 1 учетверитель частоты), на 20 м – три удвоителя частоты, на 15 м – два удвоителя и один утроитель частоты, на 10 м – четыре удвоителя частоты.

По структурной схеме с умножением частоты может быть выполнен и передатчик для работы через спутник, принимающий сигналы в диапазоне 2 м. ЗГ такого передатчика работает в полосе частот 12...12,167 МГц. Между ЗГ и УМ включены последовательно умножители частоты на 4 и 3.

Передатчик для работы телефоном с АМ (рис. 7.3). Такой передатчик отличается от передатчика для работы телеграфом наличием модулятора, усиливающего сигнал ЗЧ от микрофона и осуществляющего АМ усиливаемых УМ колебаний. Для работы в диапазоне 160 м ЗГ должен работать в диапазоне 1900...1930 кГц, умножитель частоты не применяется. Для работы в диапазоне 10 м ЗГ должен работать в диапазоне 14,4...14,6 мГц и используется удвоитель.

Передатчик для работы телефоном на одной боковой полосе. На рис. 7.4 приведена структурная схема такого передатчика с одним преобразованием частоты. Сигнал от микрофона через усилитель (модулятор) поступает на устройство формирования однополосного сигнала (УФОС), на выходе которого получается однополосный сигнал с фиксированной частотой, равной частоте опорного генератора, входящего в состав УФОС. Задающий генератор, обеспечивающий

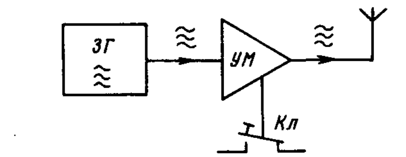


Рис. 7.1

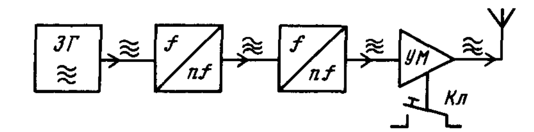


Рис. 7.2

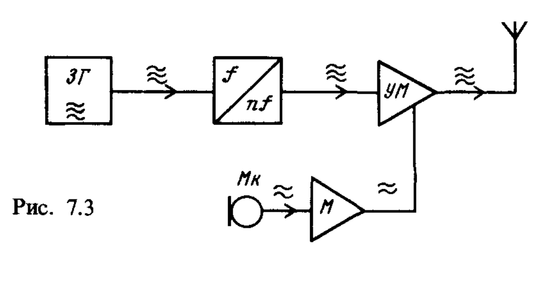


Рис. 7.3

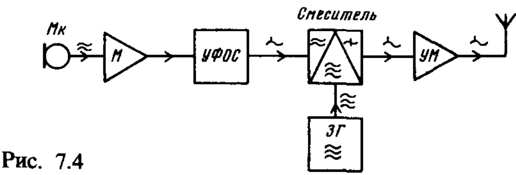


Рис. 7.4

перестройку передатчика, работает в диапазоне частот, зависящем от диапазона, в котором должен работать передатчик, и от частоты, на которой формируется однополосный сигнал.

Для диапазона 160 м передатчик по такой структурной схеме может быть выполнен с формированием однополосного сигнала на частоте 500 кГц с ЗГ, работающим в диапазоне 2360... ...2430 кГц. На выходе смесителя частот выделяется сигнал разностной частоты ЗГ и формирования однополосного сигнала, так что на УМ поступает однополосный сигнал в диапазоне 1860...1930 кГц (участок, отведенный для работы с однополосной телефонией).

Для работы в коротковолновых диапазонах передатчик по рассматриваемой структурной схеме может быть выполнен с формированием однополосного сигнала, например, на частоте 8815 кГц. В этом случае ЗГ должен работать в диапазоне 160 м в диапазоне 10675...10745 кГц, в диапазоне 80 м – 12415...12465 кГц, 40 м – 15855...15915 кГц, 20 м – 5285...5535 кГц, 15 м – 12285...12635 кГц и 10 м – 19685...20885 кГц. В диапазонах 160, 80 и 40 м на выходе смесителя выделяется сигнал разностной частоты, а в диапазонах 20, 15 и 10 м – суммарной частоты.

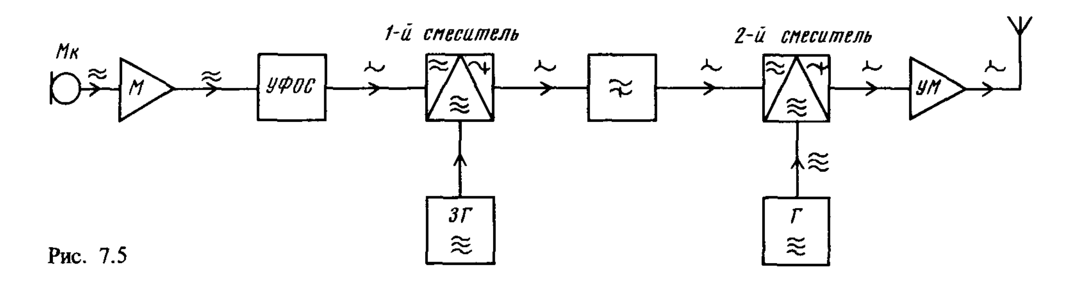


Рис. 7.5

На рис. 7.5 показана структурная схема передатчика для телефонной радиосвязи с однополосной модуляцией с двумя преобразованиями частоты. Такой передатчик может быть использован для работы во всех коротковолновых диапазонах при формировании однополосного сигнала на частоте 500 кГц. Первый смеситель частот и перестраиваемый ЗГ обеспечивают перенос сформированного однополосного сигнала в диапазон частот, лежащий выше 2 МГц. Перестраиваемый фильтр, включенный на выходе первого смесителя частот, выделяет однополосный сигнал на частоте, равной сумме частот ЗГ и сформированного однополосного сигнала. Перенос этой частоты в любительские диапазоны осуществляется вторым смесителем и генератором фиксированных частот Г. Один из вариантов выполнения однополосного передатчика с двумя преобразованиями частоты для работы в диапазонах 150, 80, 40, 20, 15 и 10 м: однополосный сигнал формируется на частоте 500 кГц. Задающий генератор работает в диапазоне 4500 ... 5500 кГц, перестраиваемый полосовой фильтр – в диапазоне 5000 ... 6000 кГц. Генератор фиксированной частоты в диапазоне 160 м работает на частоте 7000 кГц, в диапазонах 80 и 20 м – на частоте 9000 кГц, в диапазоне 40 м – 13 000 кГц, в диапазоне 15 м – 16 000 кГц и в диапазоне 10 м – 23 000 кГц (поддиапазон 28 ... 29 МГц) и 24 000 кГц (поддиапазон 29 ... 29,7 мГц).

Задающие генераторы. Стабилизация частоты

Задающий генератор может работать на одной фиксированной частоте или перестраиваться в требуемом диапазоне частот. Основное требование к задающему генератору – стабильность частоты.

Задающие генераторы с кварцевой стабилизацией частоты. Частота генерируемых колебаний у этих генераторов определяется примененным кварцевым резонатором и при правильно выбранной схеме практически не зависит от стабильности остальных ее элементов.

Генератор опорной частоты 500 кГц может быть собран по схеме рис. 7.6. Для точной подгонки частоты этого генератора последовательно с кварцевым резонатором можно включить конденсатор емкостью 100...1000 пФ (для повышения частоты) или катушку с индуктивностью 100 ... 1000 мкГн (для понижения частоты). Таким способом можно изменить частоту на ±200 Гц.

Рис. 7.6

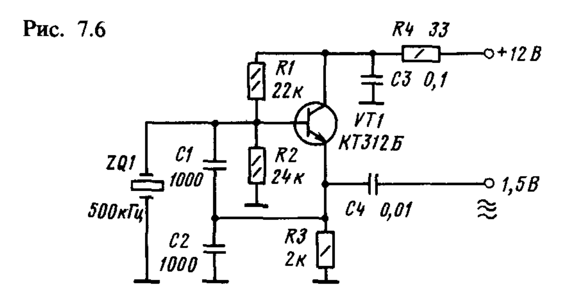
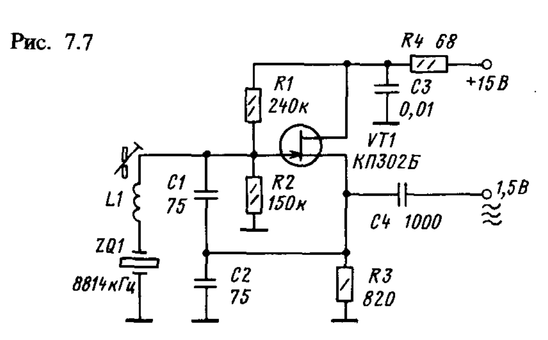


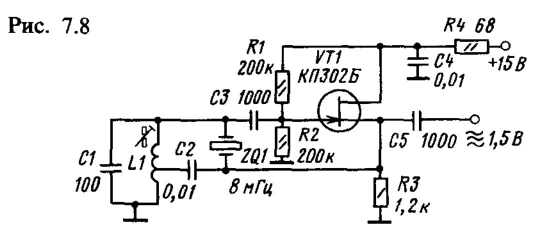
Рис. 7.7



Генератор опорной частоты 8815 кГц может быть собран по схеме рис. 7.7. Частота 8815 кГц устанавливается с помощью регулировки индуктивности катушки L1, которая намотана на каркасе диаметром 6 мм с сердечником от СБ-12А. Намотка проводом ПЭВ2 0,15 мм внавал, число витков – около 30 (подбирается).

Генератор на механической гармонике кварцевого резонатора. Для получения частот выше 20 мГц используют кварцевые резонаторы, собственная частота которых в 3 или 5 раз ниже требуемой. Схема генератора на частоту 24 мГц, в которой используется 3-я механическая гармоника кварца на 8 мГц, приведена на рис. 7.8.

Рис. 7.8



Контур L1C1 настроен на частоту 24 мГн. Катушка L1 намотана на каркасе диаметром 9 мм с сердечником СЦР1 и содержит 4 + 2 витка (от верхнего по схеме конца L1) проводом ПЭШО 0,44; намотка виток к витку.

Генератор с кварцевым резонатором с перестройкой частоты. На рис. 7.9 приведена схема ЗГ передатчика на диапазон 2 м для работы через спутник. Изменение частоты в пределах 12 150... ...12 167 кГц достигается перестройкой контура L1C1, L1 – стандартный дроссель типа Д 0,1 с индуктивностью 15 мкГн. Контур L2C5C6 настроен на частоту 12 160 кГц. L2 содержит 5 + 5 + 10 витков (считая от верхнего по схеме конца L2), диаметр витков 10 мм, провод ПЭВ21 мм, длина катушки 30...40 мм (подбирается).

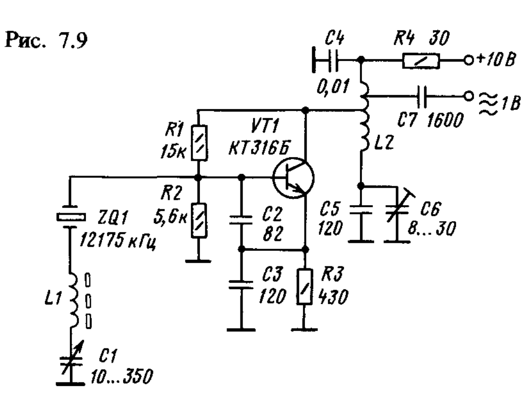
Задающие генераторы с параметрической стабилизацией частоты. Такие генераторы выгодно отличаются от кварцевых тем, что позволяют изменять частоту генерируемых колебаний в значительных пределах. Стабильность частоты в генераторах с параметрической стабилизацией достигается высокой стабильностью входящих в него элементов и термокомпенсацией в LC контуре, определяющем генерируемую частоту.

Схема генератора на биполярном транзисторе, работающего в диапазоне 4500...5500 кГц, приведена на рис. 7.10. Генератор выполнен на транзисторе VT1, за которым следует два буферных каскада на транзисторах VT2 и VT3. Катушка L1 намотана на керамическом каскасе диаметром 16 мм проводом ПЭВ-2 0,44, число витков 19, длина намотки 14 мм. Катушка помещена в медный экран диаметром 40 мм. Термокомпенсация контура генератора осуществляется подбором ТКЕ конденсатора С3. Емкость конденсатора С7 подбирается увеличением ее до значения, указанного на схеме выходного напряжения генератора.

При тщательной термокомпенсации этот генератор позволяет иметь уход частоты не более 100 Гц за час работы через 10 мин после включения. Изменение нагрузки от 1 до 10 кОм на частоту практически не влияет.

Схема генератора на полевом транзисторе для передатчика с формированием сигнала на частоте 8815 кГц приведена на рис. 7.11. Задающий генератор собран на транзисторе VT1. Частота генерируемых им колебаний определяется контуром из катушки L1 и подключенных параллельно в зависимости от диапазона работы конденсаторов C1 – C6. В диапазоне 160 (показанное на схеме положение SA1), 40 и 20 м перекрывается диапазон частот 5185...5535 кГц, в диапазонах 80 и 15 м диапазон 4061...4212 кГц и в диапазоне 10 м диапазон 6395...7062 кГц.

Рис. 7.9



Каскад на транзисторе VT2 – буферный, работающий с коэффициентом умножения частоты от 1 до 3. Требуемая гармоника частоты ЗГ выделяется полосовыми фильтрами, включаемыми переключателями SA1-2 и SA1-3. В диапазоне 160 м используется удвоение частоты и выделяются частоты 10 645...10 745 кГц, в диапазонах 80 и 15 м утроение частоты с частот 12 185...12 635 кГц, в диапазоне 40 м утроение частоты с выделением частот 15 815...15 915 кГц, в диапазоне 20 м умножение частоты не используется и выделяются частоты 5185 – 5535 кГц и в диапазоне 10 м утроение частоты с выделением частот 19 185...21 185 кГц. В диапазоне 10 м предусмотрено использование частот от 28 до 30 мГц для перекрытия с дополнительным преобразованием частоты двухметрового диапазона с участком частот для работы через спутник.

Катушка L1 намотана на керамическом каркасе диаметром 18 мм, посеребренным медным проводом диаметром 0,6 мм, число витков 9, длина намотки 10 мм. Катушка помещена в медный экран диаметром 50 мм.

Катушка L2 – стандартный дроссель типа Д 0,1 с индуктивностью 50 мкГн.

Катушки L3 – L11 – на пластмассовых каркасах диаметром 9 мм с сердечниками СЦР-1. Все эти катушки намотаны проводом ПЭШО 0,44 виток к витку, у связанных катушек L3 и L4, L5 и L6, L7 и L8, L10 и L11 заземленные концы

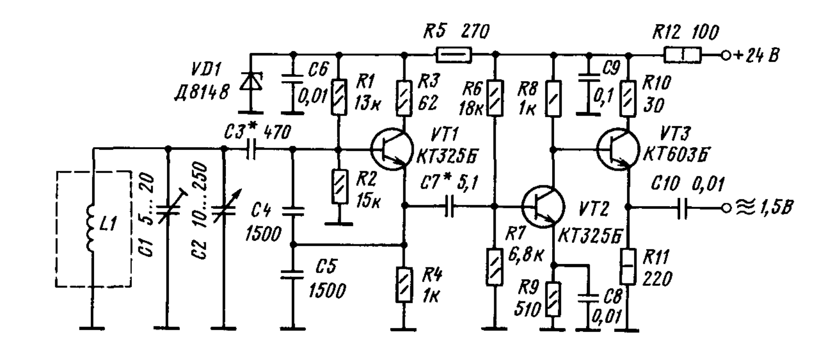
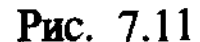


Рис. 7.10



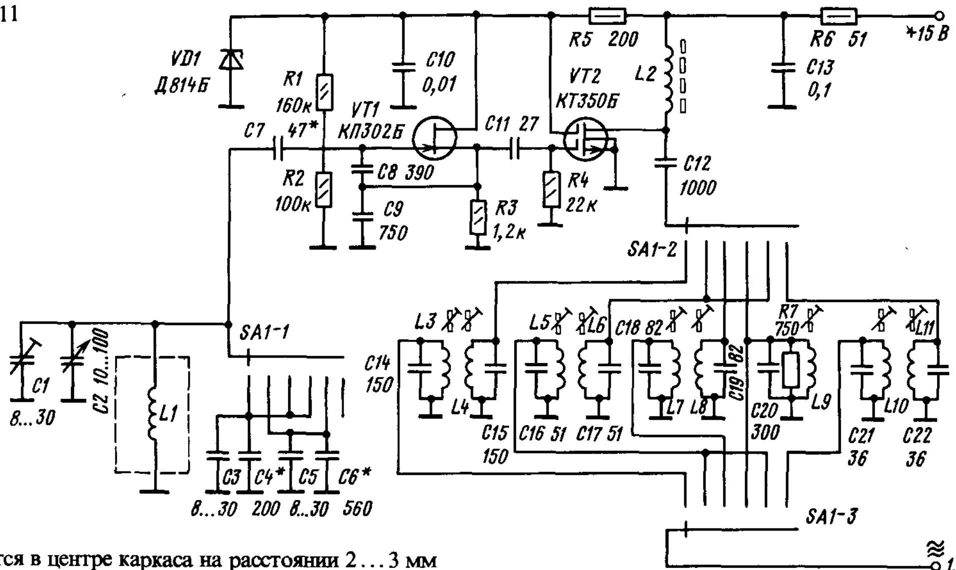


Рис. 7.11

находятся в центре каркаса на расстоянии 2...3 мм друг от друга. Числа витков: L3, L4 – L10, L5, L6, L9 – L22, L7, L8 – 20 и L10, L11 – 12. Термокомпенсация должна быть выполнена отдельно на всех трех диапазонах частот ЗГ: сначала подбором ТКЕ С7, затем С4 и С6. Абсолютный уход частоты этого ЗГ в верхнем диапазоне частот не превышает 500 Гц за час работы через 15 мин после включения.

Конструирование задающих генераторов с параметрической стабилизацией частоты. Большое значение для получения хорошей стабильности частоты генератора с параметрической стабилизацией имеет жесткость конструкции. Желательно собрать генератор на шасси из листов твердого алюминиевого сплава (Д16-Т, В-95) толщиной 4...6 мм и прочно укрепить все детали. В качестве изоляционных материалов лучше всего применять радиокерамику, можно использовать стеклотекстолит, пластмассу АГ-4. Монтаж контура ЗГ надо выполнить жестким медным проводом при минимальной длине соединений между деталями контура. Переменные и подстроечные конденсаторы должны быть с воздушным диэлектриком и монтируются на фарфоре с зазором между пластинами не менее 0,5 мм. Все заземления деталей конура ЗГ должны быть выведены к одной точке шасси, например к точке соединения с шасси ротора конденсатора настройки.

Задающий генератор должен быть максимально удален от выделяющих тепло элементов передатчика и защищен от воздействия мощного электромагнитного поля. Желательно поместить весь ЗГ в общий экран.

Питание ЗГ должно осуществляться стабильным напряжением, не имеющим пульсаций переменного тока.

Умножители частоты. Для умножения частоты используют каскады на биополярных или полевых транзисторах, работающие на нелинейных участках характеристики, с отсечкой протекающего через усилительный прибор тока. Нагрузкой каскада служит LC контур или полосо-

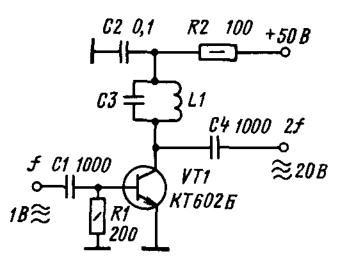


Рис. 7.12

вой фильтр из таких контуров, настроенный на нужную гармонику частоты входного сигнала. Обычно используют удвоители и утроители частоты. Умножение в большее число раз нецелесообразно вследствие малого КПД каскада и трудностей по подавлению в выходном сигнале более низких гармоник.

На рис. 7.12 приведена схема удвоителя частоты на биполярном транзисторе. Указанное на схеме выходное напряжение может быть получено при эквивалентном сопротивлении контура C3L1 около 3 кОм – емкость С3 должна быть для выходной частоты 28 мГц 100 пФ, для 21 мГц 150 пФ и т. д. до 1,85 мГц, где С3 должна быть около 1500 пФ.

На рис. 7.13 приведена схема утроителя ча-

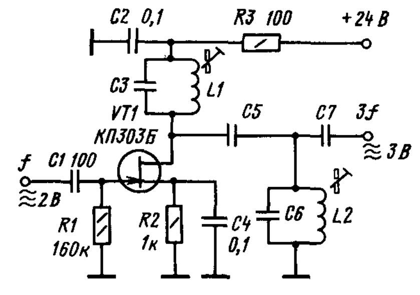


Рис. 7.13

стоты на полевом транзисторе. Для ослабления в выходном сигнале 2-й гармоники применен двухконтурный фильтр. Контуры C3L1 и C6L2 настроены на частоту выделяемого сигнала. Их эквивалентные сопротивления должны быть близки к рекомендованным выше для выходного контура удвоителя частоты. Емкость связи C5 – около 1% от емкости C3 и C6.

Преобразователи частоты. Их используют в передатчиках, работающих на одной боковой полосе. Такой преобразователь должен обеспечить линейную зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного однополосного сигнала.

Преобразователь частоты состоит из смесителя частот, генератора вспомогательной частоты и фильтра, выделяющего суммарную или разностную частоту преобразования. В качестве генераторов вспомогательной частоты используются рассмотренные выше ЗГ с кварцевой или параметрической стабилизацией частоты. Схема простейшего смесителя на полевом транзисторе приведена на рис. 7.14. Контур C3L1, настроенный на преобразованную частоту, должен иметь эквивалентное сопротивление около 3 кОм. Для хорошего подавления в выходном сигнале частоты гетеродина частоты входного сигнала и гетеродина должны отличаться друг от друга не более чем в 3-4 раза. При отношении этих частот до 10 необходимо применять на выходе такого смесителя 2-3-контурный фильтр, что приводит к снижению выходного сигнала до 1...2 В.

Хорошее подавление сигнала гетеродина достигается в балансном смесителе, схема которого приведена на рис. 7.15. При таком же, как у смесителя на одном транзисторе эквивалентном сопротивлении выходного контура, напряжение преобразованного сигнала возрастает в 2 раза, а подавление сигнала гетеродина увеличивается на 20...25 дБ.

Симметрирующие трансформаторы T1 и T2 одинаковые. Они намотаны на тороидальных сердечниках из феррита с магнитной проницаемостью 200...300. Обмотка проводится тремя скрученными с шагом 3...5 мм проводами ПЭШО 0,15. У двух из этих проводов начало одного соединяется с концом другого, образуя отвод симметричной обмотки трансформатора. Для частот от 0,5 до 5 МГц число витков скрученными проводами (т. е. число витков каждой обмотки) должно быть 20...30, для частот от 3 до 30 МГц – 7...12.

Телеграфная манипуляция. Передача телеграфных сигналов осуществляется манипуляцией, т. е. управлением излучением передатчика с помощью телеграфного ключа.

Ширина полосы частот, достаточная при максимальных скоростях передачи азбуки Морзе, используемых радиолюбителями (до 150 ... ... 200 зн/мин), измеряется десятками герц. Однако если излучаемые колебания при манипуляции резко нарастают и спадают (рис. 7.16, *а*), то занимаемая полоса частот значительно шире. Это приводит к тому, что в широкой полосе вокруг рабочей частоты передатчика с жесткой манипуляцией принимают щелчки. Только при плавном нарастании и спаде телеграфной посылки (рис. 7.16, *б*) и отсутствии паразитной частотной модуляции несущей частоты во время манипуляции передатчик занимает полосу менее 100 Гц. Исходя из условия недопустимости изменения несущей частоты при манипуляции ее осуществляют обычно в выходных каскадах передатчика.

На рис. 7.17 приведена схема манипуляции в предоконечном и оконечном каскадах лампового передатчика. При нажатом ключе на управляющих сетках VL1 и VL2 устанавливаются рабочие значения напряжений смещения и передатчик излучает. Нарастание и спад напряжений смещения на управляющих сетках происходят плавно благодаря наличию в цепях смещения конденсаторов C1 и C2.

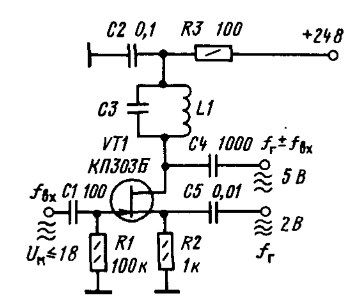


Рис. 7.14

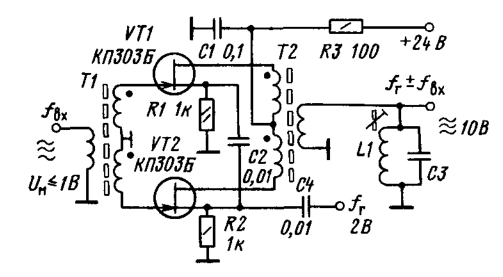
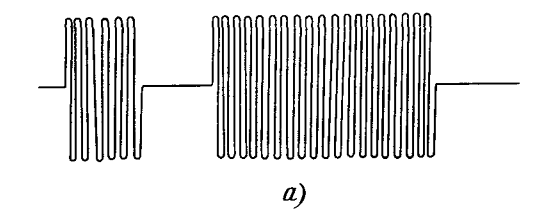


Рис. 7.15


а)

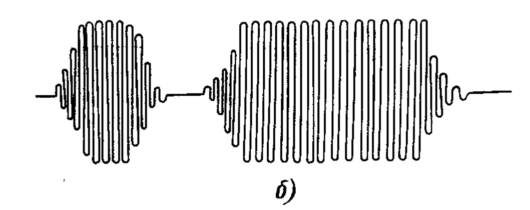

б)

Рис. 7.16

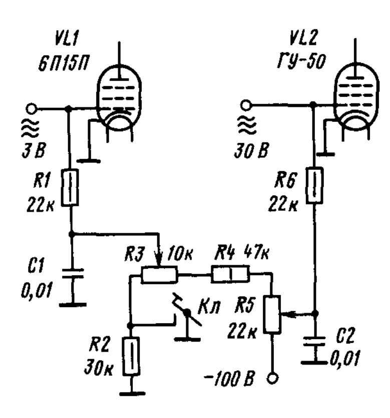


Рис. 7.17

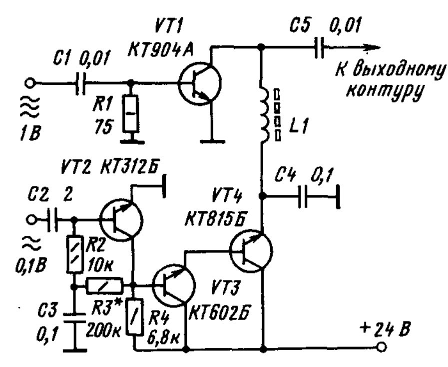
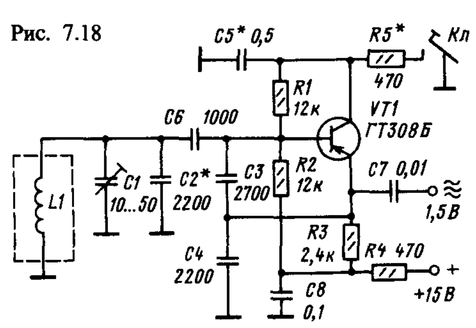


Рис. 7.20

Рис. 7.18



На рис. 7.18 приведена схема генератора телеграфных сигналов для передатчика с формированием однополосного сигнала на частоте 500 кГц. Плавное нарастание и спад телеграфного сигнала здесь достигаются зарядом и разрядом конденсатора C5. Крутизна фронтов телеграфной посылки определяется емкостью этого конденсатора и сопротивлением резистора R5.

Катушка L1 намотана на пластмассовом каркасе диаметром 9 мм проводом ПЭЛШО 7 × 0,07, число витков 75, намотка «универсаль», ширина секции 8 мм. Катушка помещена в алюминиевый экран диаметром 33 мм.

Амплитудная модуляция. Она осуществляется, как правило, в выходном каскаде передатчика.

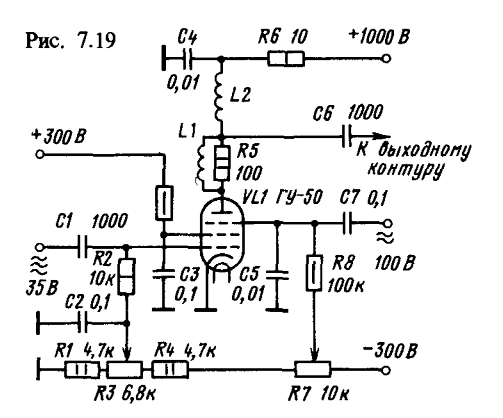
На рис. 7.19 приведена схема модуляции на 3-ю сетку пентода, работающего в выходном каскаде передатчика. Вследствие отрицательного смещения на 3-й сетке выходная мощность при отсутствии модуляции устанавливается равной 25% от максимальной, которую может дать VL1, L2 – дроссель питания анодной цепи VL1; катушка L1, шунтированная R5, предотвращает возникновение самовозбуждения усилителя на частотах микроволновых диапазонов.

На рис. 7.20 приведена схема АМ в транзисторном выходном каскаде передатчика. Подбором сопротивления R3 устанавливается напряжение питания выходного каскада передатчика (транзистор VT1) близким к + 12 В.

Дроссель L1 для коротковолновых диапазонов с индуктивностью не менее 50 мкГн, для работы на 2-метровом диапазоне – 1...5 мкГн.

Однополосная модуляция. Спектр АМ сигнала состоит из несущей частоты и двух боковых полос (рис. 7.21, *а*). При формировании однополосного сигнала из этого спектра выделяют только одну боковую полосу (например, верхнюю, рис. 7.21, *б*). При сохранении мощности выходного каскада передатчика переход к однополосной модуляции позволяет увеличить мощность в излучаемой боковой полосе в 4 раза. Несущая частота при формировании однополосного сигнала подавляется в балансном модуляторе, а неиспользуемая боковая полоса задерживается фильтром с крутыми спадами частотной характеристики, пропускающим нужную боковую полосу. Этот же фильтр обычно дополнительно подавляет и остатки несущей частоты, имеющиеся на выходе балансного модулятора.

Рис. 7.19



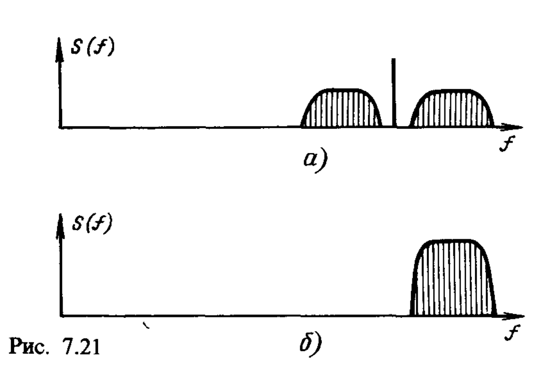


Рис. 7.21

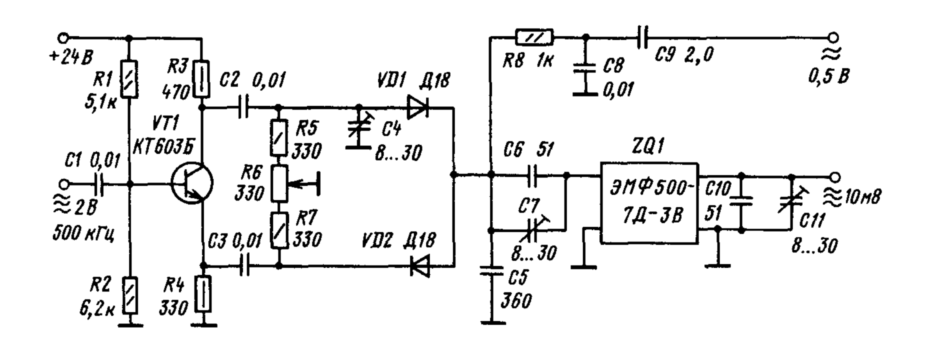


Рис. 7.22

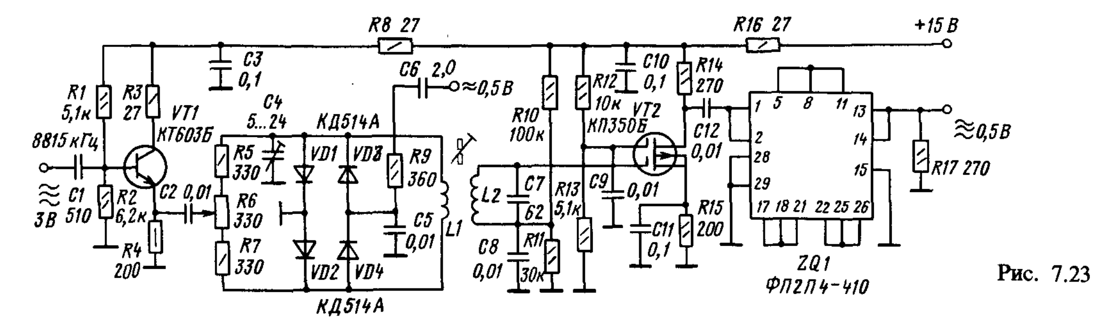


Рис. 7.23

На рис. 7.22 приведена схема формирования однополосного сигнала на частоте 500 кГц с использованием диодного балансного модулятора и электромеханического фильтра. Примененный в этой схеме балансный модулятор на двух диодах питается двумя напряжениями опорной частоты, сдвинутыми по фазе на 180°, которые снимаются с фазоинвертора, собранного на транзисторе VT1.

На рис. 7.23 приведена схема формирования однополосного сигнала на частоте 8815 кГц с использованием кольцевого балансного модулятора и монолитного кварцевого фильтра из набора Кварц-35. Питание кольцевого балансного модулятора осуществляется одним опорным напряжением, снимаемым с эмиттерного повторителя на транзисторе VT1. Выход балансного модулятора – симметричный, на катушку связи L1. Контур L2C7 настроен на частоту 8815 кГц. L1 и L2 намотаны в сердечнике СБ12А проводом ПЭШО 0,31. L1 содержит 6 витков, L2–15. Выделенный контуром L2C7 сигнал с подавленной несущей частотой поступает на согласующий усилитель на транзисторе VT2, нагрузкой которого служит монолитный кварцевый фильтр, выделяющий сигнал с верхней боковой полосой.

Усилители мощности. Для работы только телеграфом могут быть использованы УМ, работающие с отсечкой тока усилительного прибора, так что линейная зависимость амплитуды выходного напряжения от входного отсутствует. Поскольку на вход такого усилителя поступает одночастотный сигнал, возникающие в усилителе нелинейные искажения не приводят к расширению спектра излучаемого сигнала.

На рис. 7.24 приведена схема транзисторного усилителя диапазона 2 м, который может быть

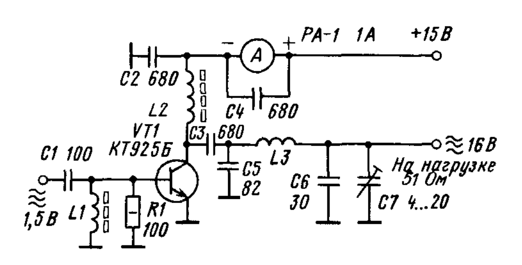


Рис. 7.24

использован в передатчике для работы через спутник. L1 и L2 – стандартные дроссели. L1 – типа Д 0,1 10 мкГн, L2 – Д 1,2 2 мкГн. Катушка L3-1 виток диаметром 10 мм из медного провода диаметром 1,2 мм. Напряжение питания на этот усилитель должно подаваться только при подключенной нагрузке.

Для усиления однополосных сигналов при работе телефоном необходимо использовать усилители мощности, у которых во всем диапазоне амплитуд входного сигнала амплитуда выходного сигнала зависит строго линейно от уровня сигнала на входе усилителя. Наличие нелинейных искажений при усилении многочастотных телефонных сигналов приведет к недопустимому расширению излучаемого спектра.

Схема линейного усилителя мощности, дающего 5 Вт на нагрузку 50 Ом в диапазоне 160 м, приведена на рис. 7.25. Возбуждение на усилитель подается через понижающий трансформатор, первичная обмотка которого L1 настроена конденсатором C1 на частоту 1880 кГц. L1 и L2 намотаны в сердечнике СВ12А проводом ПЭШО 0,31. L1 содержит 25 витков, а L2-4 витка.

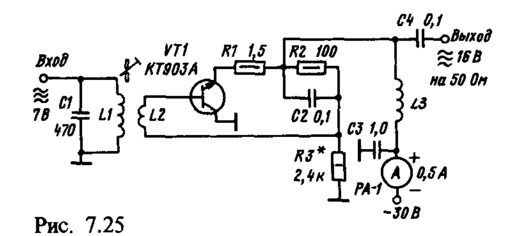


Рис. 7.25

Транзистор VT1 включен по схеме с общим эмиттером, хотя с шасси соединен коллектор этого транзистора. VT1 работает усилителем в режиме «А», для чего подбором R3 устанавливается ток через транзистор при отсутствии сигнала возбуждения 0,4 А. Дроссель L3 намотан на каркасе диаметром 9 мм проводом ПЭВ-2 0,15 мм виток к витку, число витков – 60.

На рис. 7.26 приведена схема линейного транзисторного усилителя для работы в диапазоне 3,5...30 МГц с выходной мощностью до 20 Вт в нагрузке 50 Ом. Полевой транзистор VT1 работает усилителем в режиме «АВ», для чего при отсутствии возбуждения смещением на его затворе устанавливается ток стока около 0,7 А. При максимальном сигнале возбуждения постоянная составляющая тока стока увеличивается до 1,2 А. Для согласования низкого выходного сопротивления усилителя на VT1 с нагрузкой 50 ОМ применен повышающий высокочастотный трансформатор T1. Он намотан на двух положенных друг на друга тороидальных ферритовых сердечниках марки 300 НН размерами 32 × 16 × 8 мм. Обмотка выполнена двумя скрученными проводами МГТФ 0,12 мм^2. Число витков этим скрученным проводом – 9. Начало одного провода соединено с концом другого, образуя отвод, к которому подключен сток VT1. Между выходом T1 и нагрузкой включен фильтр C6L1C7, ослабляющий излучение на гармониках частоты входного сигнала. Емкости конденсаторов C6 и C7 равны. Катушка L1 наматывается на оправке диаметром 20 мм проводом ПЭВ-2 2 мм. Длина этой катушки подгоняется по максимуму выходного напряжения в середине диапазона. Данные фильтра приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Диапазон, м	10	15	20	30	40	80
C_6, C_7, пФ	240	360	470	680	1000	1800
L1, число витков	4	5	6	8	10	15

Усилители большей мощности для радиолюбительских передатчиков в настоящее время целесообразно собирать на лампах, так как транзисторные усилители на 50 ... 200 Вт значительно дороже ламповых, требуют мощных низковольтных источников питания, которые сложнее высоковольтных и обязательно должны быть снабжены устройствами защиты от рассогласования с нагрузкой.

Схема линейного усилителя с выходной мощностью 50 Вт на диапазон 3,5...30 МГц приведена на рис. 7.27. В усилителе применен лучевой двойной триод ГУ-42 (или ГУ-19), половины

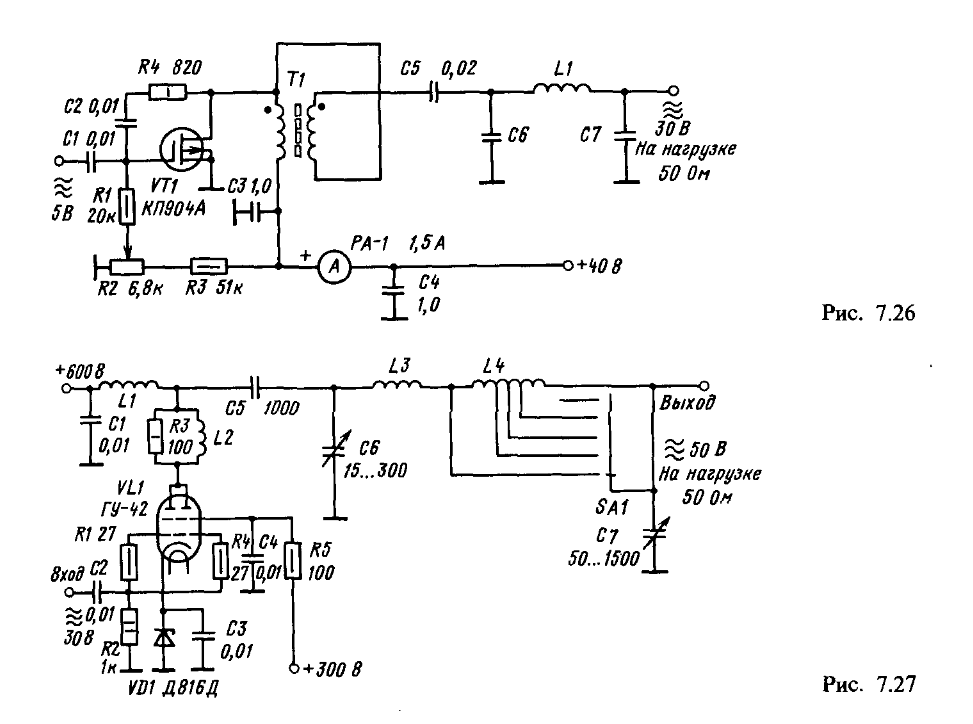


Рис. 7.26

Рис. 7.27

которого включены параллельно. Смещение на управляющие сетки VL1 получено с помощью стабилитрона VL1, включенного в цепь катода VL1, благодаря чему при изменении тока через лампу от 50 мА без возбуждения до 200 мА при максимуме возбуждения напряжение смещения на управляющих сетках остается неизменным.

Согласование усилителя с нагрузкой осуществляется П-контуром – C6L2, L3C7. Такой контур позволяет легко согласовать усилитель с антенной при изменении ее входного сопротивления в широких пределах и обеспечивает хорошую фильтрацию гармоник выходного сигнала.

Дроссель L1 намотан на каркасе диаметром 18 мм проводом ПЭШО 0,35 мм. От конца, соединенного с C1, наматывается виток к витку 120 витков, а далее еще 35 витков с шагом 1 мм.

Катушка L2 содержит 5 витков проводом ПЭВ-2 1 мм, диаметр витков 7 мм, длина катушки – 10 мм.

Катушка L3 намотана на оправке диаметром 25 мм проводом ПЭВ-2 1,5 мм и содержит 7 витков с шагом 3 мм.

Катушка L4 намотана на каркасе диаметром 25 мм проводом ПЭВ-21 мм и содержит (считая от конца, соединенного с L3) 5 витков с шагом 2 мм, 7 витков с шагом 2 мм, 10 витков с шагом 1,5 мм и 10 витков с шагом 1,5 мм.

Для полного возбуждения этого усилителя на его входе требуется мощность не менее 1 Вт.

Схема линейного усилителя с выходной мощностью 150 Вт по схеме с заземленным катодом приведена на рис. 7.28. Как и усилитель по схеме рис. 7.27, он работает от возбудителя мощностью 1 Вт. Большой коэффициент усиления по мощности вызвал необходимость применить для обеспечения устойчивой работы усилителя нейтрализацию проходной емкости VL1.

На входе усилителя включены контуры с катушками связи, обеспечивающими входное сопротивление усилителя равным 75 Ом. Катушки L1 – L12 намотаны на каркасах диаметром 9 мм с сердечниками СЦР-1. Катушки связи L2, L4, L6, L8, L10 и L12 намотаны поверх контурных катушек L1, L3, L5, L7, L9 и L11 соответственно у концов, соединенных с C14. Все катушки намотаны виток к витку, катушки связи – проводом ПЭШО-0,31, контурные – ПЭШО-0,44. Число витков катушек входных контуров приведено в табл. 7.2.

Таблица 7.2

Диапазон, м	80	40	30	20	15	10
Катушка, число витков:						
связи	10	5	4	3	2	2
контурная	30	18	12	9	5	4

Дроссель L13 намотан на фторопластовом стержне диаметром 21 мм проводом ПЭВ-2 0,35 мм. Намотка разбита на 5 секций с расстоя-

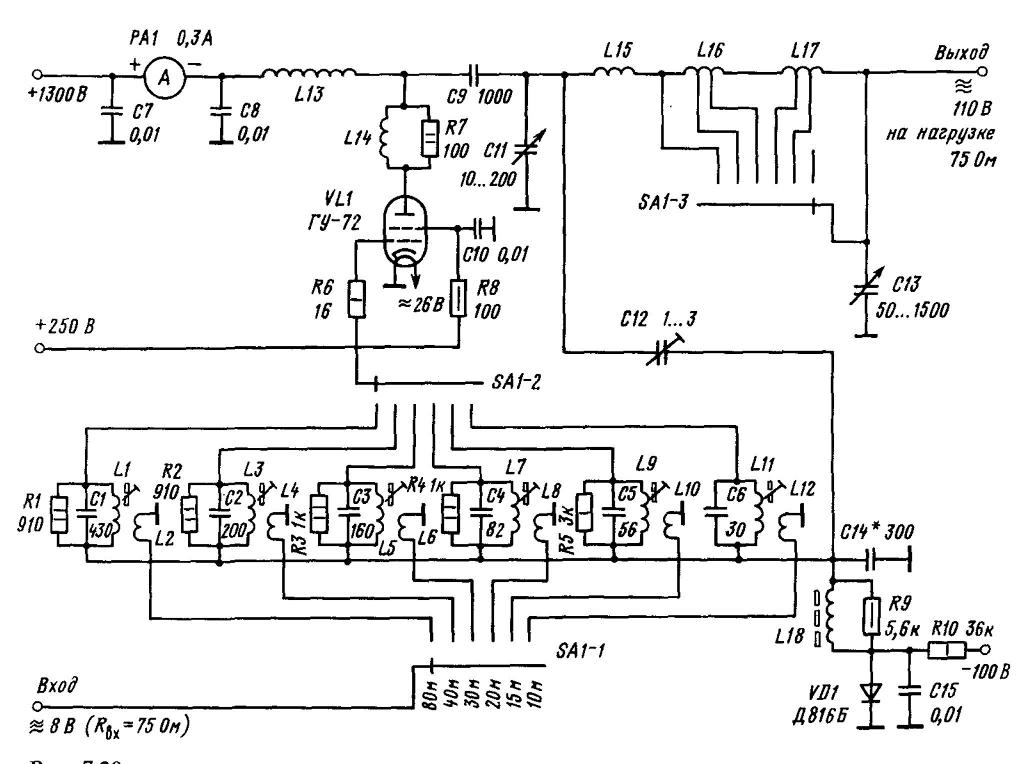


Рис. 7.28

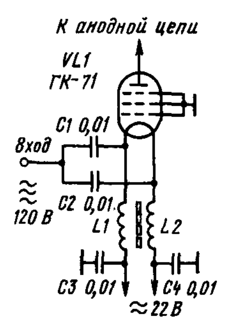


Рис. 7.29

ниями между ними 3 мм. Первая от соединенного с С8 конца дросселя секция намотана виток к витку, длина секции 30 мм. Таким способом намотаны вторая – длиной 20 м, третья – длиной 15 мм и четвертая – длиной 10 мм. Последняя секция намотана с шагом 0,5 мм и содержит 24 витка. Зазоры между секциями – 3 мм.

Катушка L14 выполнена на оправке диаметром 8 мм проводом ПЭВ-2 1 мм, содержит 5 витков при длине катушки 10 мм.

Нейтрализация усилителя осуществляется емкостным делителем напряжения С12 – С14.

Катушки П-контура выполнены следующим образом L15 и L16 на оправке диаметром 40 мм проводом ПЭВ-2 1,8 мм, число витков L15 – 4 при длине катушки 24 мм, L16 (считая от конца, соединенного с L15) – 2 + 5 + 2 витка, общая длина L16 равна 36 мм. Катушка L17 намотана на каркасе диаметром 60 мм проводом ПЭВ-2 1,5 мм. Она содержит 3 витка с шагом 3 мм и 9 витков с шагом 2 мм (считая от конца, соединенного с L16).

Дроссель L18 – стандартная индуктивность Д 0,1 470 мкГн.

Кроме нейтрализации, предотвращающей самовозбуждение усилителя на рабочей частоте, в усилителе по схеме рис. 7.28 приняты следующие меры по предотвращению самовозбуждения: микроволновому самовозбуждению препятствуют резисторы R6 и R7, самовозбуждение на длинных волнах, в котором участвуют дроссели в цепях анода и управляющей сетке, предотвращено шунтированием сеточного дросселя резистором R9.

Высокой линейностью и хорошей устойчивостью обладают ламповые УМ, выполненные по схеме с заземленной сеткой. Такие усилители требуют для их возбуждения значительной мощности. На рис. 7.29 приведена часть схемы такого усилителя с выходной мощностью 200 Вт. Входное сопротивление усилителя около 300 Ом. Для получения 200 Вт на выходе к входу этого усилителя надо подвести около 50 Вт (они не теряются, а поступают на выход усилителя) и подать на анод VL1 постоянное напряжение +1500 В.

Дроссель L1, L2 питания катода VL1 выполнен следующим образом: на сердечник от магнитной антенны переносного приемника (ферритовый стержень с проницаемостью от 200 до 2000 и длиной 120...150 мм) сначала наматывается слой лакоткани, а затем выполняется обмотка двумя параллельными проводами ПЭВ-2 1,2 мм на всю длину сердечника.

Анодная цепь VL1 (дроссель питания, цепь предотвращения самовозбуждения в микроволновом диапазоне и П-контур) такие же, как у усилителя по схеме рис. 7.28.

7.3. ПРИЕМНИКИ ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

Параметры приемников

Сигналы дальних любительских радиостанций обычно очень слабы, а принимать их приходится в условиях, когда близко по частоте работают местные любительские радиостанции и в соседнем вещательном диапазоне работают сотни радиопередатчиков, мощности которых в тысячи раз превышают мощность передатчиков радиолюбителей. По этой причине радиоприемники для любительской связи должны иметь значительно лучшие чувствительность и реальную избирательность по сравнению с радиовещательными приемниками.

Приемники любительских КВ радиостанций должны иметь чувствительность 0,5 – 5 мкВ, УКВ – 0,1 – 1 мкВ. Реальная избирательность приемников для любительской радиосвязи должна характеризоваться ослаблением помех по соседнему и побочным каналам приема на 60...100 дБ.

Полоса пропускания приемника для любительской радиосвязи должна быть согласована с полосами сигналов любительских передатчиков: для приема телеграфных сигналов нужна полоса пропускания 100...300 Гц, для приема однополосной телефонии – 2...3 кГц.

Повышенные требования по сравнению с радиовещательными приемниками предъявляются к приемникам для любительской связи и в отношении стабильности частоты настройки.

Для приема телеграфных сигналов и однополосной телефонии необходима абсолютная стабильность частоты приема, характеризуемая уходом частоты не более чем на 50...100 Гц за время проведения связи.

Структурные схемы любительских приемников

На рис. 7.30 приведена структурная схема часто применяемого радиолюбителями приемника прямого преобразования. В таком приемнике сигналы принимаемых радиостанций сразу преобразуются в сигналы ЗЧ. Фильтр ос-

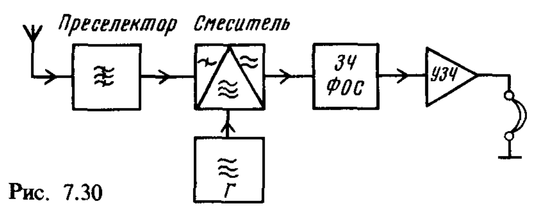


Рис. 7.30

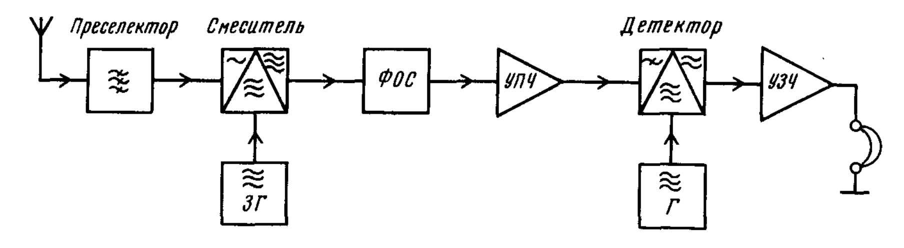


Рис. 7.31

новной селекции выполняется на звуковой частоте, необходимое усиление осуществляется в УЗЧ. Существенным недостатком приемиика по этой схеме является невозможность подавления зеркального канала приема, который непосредственно примыкает в приемнике прямого преобразования к основному каналу приема.

На рис. 7.31 приведена структурная схема приемника с одним преобразованием частоты. У такого приемника «зеркальный» канал приема отстоит от основного на удвоенное значение частоты настройки фильтра основной селекции и УПЧ. При использовании в качестве ФОС электромеханических фильтров на частоту 500 кГц такой приемник можно выполнить для работы только в диапазонах 160 и 80 м. При использовании в качестве ФОС монолитного кварцевого фильтра на частоту 8815 кГц приемник с одним преобразованием частоты можно выполнить для работы на всех КВ диапазонах.

На рис. 7.32 приведена структурная схема приемника с двумя преобразованиями частоты. Такой приемник можно выполнить с первой ПЧ, равной 5,5 МГц, и ФОС и УПЧ на частоте 500 кГц. При этом гетеродин второго смесителя частот работает на частоте 5000 кГц и частота гетеродина, подключенного к смесительному детектору, может быть получена делением частоты 5000 кГц на 10 (штриховая линия связи на рис. 7.32).

По структурной схеме рис. 7.33 можно выполнить приемник для работы в диапазонах 2 м и 70 см. Для получения требуемой стабильности частоты настройки генератор Г выполняется с кварцевой стабилизацией и его частота умножается до значения 116 мГц для работы в диапазоне 2 м или до 402 мГц для работы в диапазоне 70 см. Смеситель частот преобразует УКВ сигнал в сигнал любительского диапазона 10 м, прием которого осуществляется приемником по структурной схеме рис. 7.31 или 7.32.

Преселектор. Преселектор приемника для любительской связи должен обеспечивать согласование входа приемника с антенной и не пропускать на вход УРЧ мощные помехи, находящиеся на некотором удалении по частоте от принимаемого сигнала. На рис. 7.34 приведена схема

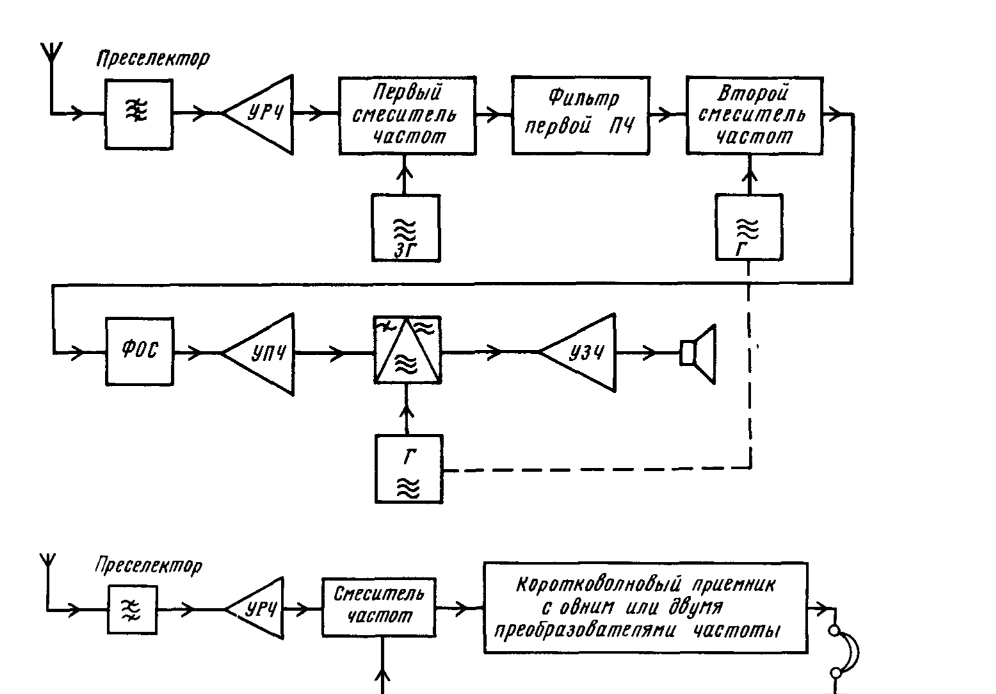


Рис. 7.32

Рис. 7.33

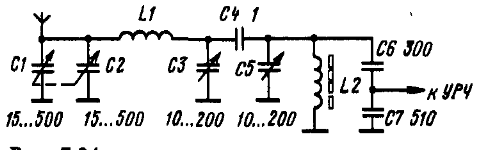


Рис. 7.34

преселектора, предназначенного для работы в диапазоне 80 м, где любительские станции нашей страны работают в узком участке (150 кГц, из них 50 кГц для работы телефоном).

Конденсатор C1, C2 служит для подбора связи с антенной; C3 настраивает входной контур на середину диапазона. Высокодобротный второй контур преселектора слабо связан с первым конденсатором C4 и точно настраивается на частоту принимаемого сигнала конденсатором C5.

Катушка L1 намотана на каркасе диаметром 20 мм проводом ПЭВ-2 0,72 мм и содержит 30 витков, намотка виток к витку. Катушка L2 намотана на тороидальном ферритовом сердечнике из материала 30 ВЧ-2 размерами 32×16×8 мм. Сердечник равномерно обмотан лакоткаиью и поверх нее проводом ПЭВ-2 1,5 мм с числом витков 12.

Усилители радиочастоты. Усилитель радиочастоты приемника для любительской связи должен иметь малый уровень собственных шумов и большой динамический диапазои. Сочетанием этих характеристик обладают усилители на полевых транзисторах.

На рис. 7.35 приведена схема усилителя на двухзатворном полевом транзисторе. Диоды VD1 и VD2 защищают транзистор VT1 от пробоя мощными сигналами, которые могут поступить от антенны. Для сохранения высокой линейности усилителя оба диода закрыты напряжениями 3 В. При уменьшении постоянного напряжения на втором затворе VT1 от +5 до 0 В усиление каскада снижается на 40...60 дБ. Эквивалентное сопротивлеиие контуров L1C2 и L2C8 должно быть 1...5 кОм. Этот усилитель может быть использован как при работе в диапазоне 2 м, так и в КВ диапазонах. Динамический диапазои усилителя по схеме рис. 7.35 до 80 дБ.

На рис. 7.36 приведена схема каскодного усилителя, который может быть использован для работы в КВ диапазонах. Эквивалеитное сопротивление входного контура этого усилителя L1C2 может быть 5...10 кОм, сопротивление части коитура, L2C6, включенного иа выходе усилителя, 50...150 Ом. Подбором сопротивления резистора R4 устанавливается ток, потребляемый усилителем от источника питаиия около 100 мА. При этом динамический диапазон усилителя более 100 дБ.

Преобразователи частот. Гетеродины преобразователей частоты приемников для любительской связи должны иметь высокую стабильность частоты и могут быть выполнены по схемам задающих генераторов для передатчиков с кварцевой или параметрической стабилизацией частоты, которые описаны выше (рис. 7.7–7.11). Смесители частот этих преобразователей должны иметь большой динамический диапазон, так как они защищены по входу от воздействия мощных помех только преселектором и при наличии УРЧ контуром на его выходе. ФОС обычно включается непосредственно на выходе смесителя частот.

На рис. 7.37 приведена схема смесителя частот приемника прямого преобразования, собранного по схеме со встречно-параллельными диодами с полосовым фильтром ЗЧ на выходе. Для работы этого смесителя требуется частота сигнала гетеродина, равная половине частоты принимаемого сигнала. Полосовой фильтр C4L3C5

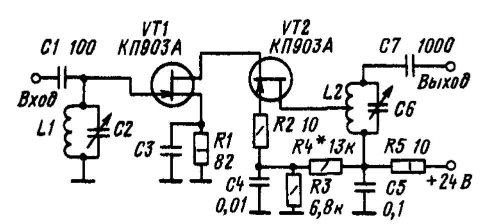


Рис. 7.36

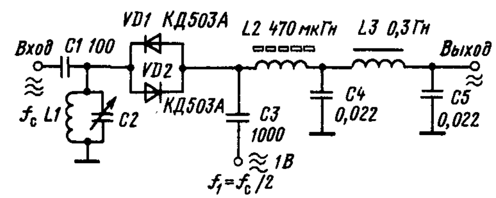


Рис. 7.37

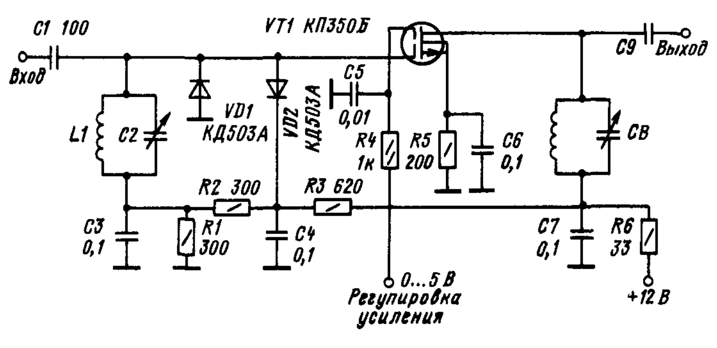


Рис. 7.35

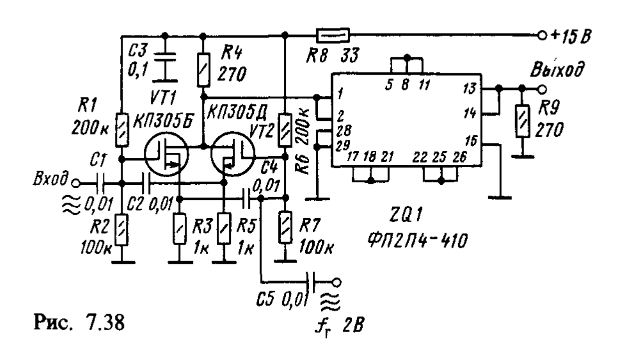


Рис. 7.38

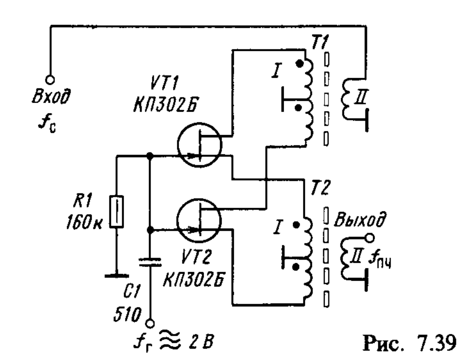


Рис. 7.39

обеспечивает ширину полосы пропускания приемника около 2,5 кГц.

На рис. 7.38 приведена схема смесителя для приемника с одним преобразованием частоты, без УРЧ и с использованием в качестве ФОС монолитного кварцевого фильтра на частоту 8815 кГц. Такой смеситель обеспечивает чувствительность приемника 1 мкВ и динамический диапазон около 90 дБ. Как для сигнала, так и со стороны гетеродина этот смеситель имеет входное сопротивление около 300 Ом и его целесообразно подключать к остальным элементам приемника через эмиттерные или истоковые повторители на мощных малошумящих транзисторах КТ606Б, КП902Б.

Динамический диапазон до 100 дБ имеет смеситель частот на управляемых резисторах, в качестве которых используются полевые транзисторы. Схема такого смесителя приведена на рис. 7.39. Трансформаторы Т1 и Т2 обеспечивают работу смесителя при входных сигналах в диапазоне частот 1,8...30 МГц и выходных сигналах в диапазоне 2...9 МГц. Трансформаторы Т1 и Т2 одинаковые. Они намотаны на тороидальных ферритовых сердечниках марки ВЧ-30 размерами 12 × 6 × 4 мм. Первичная обмотка мотается двумя скрученными проводами ПЭШО 0,25 мм, образуя обмотку 2 × 4 витка. Вторичная обмотка выполнена проводом ПЭШО 0,44 мм и содержит 16 витков. Эквивалентные сопротивления источника входного сигнала и нагрузки по ПЧ для смесителя по схеме рис. 7.39 2...3 кОм, входное сопротивление смесителя для гетеродина – около 20 кОм.

Усилители промежуточной частоты. Для исключения перегрузки второго смесителя частот в приемнике с двойным преобразованием частоты усилители на первой ПЧ не используются. Все необходимое усиление до детектора обеспечивается усилителем второй ПЧ. Такой усилитель на частоту 500 кГц, включаемый после ФОС (электромеханического фильтра) изображен на рис. 7.40. В качестве катушек контуров этого усилителя использованы стандартные дроссели Д 0,1 470 мкГн.

Регулировка усиления изменением напряжения на вторых затворах VT1 и VT2 обеспечивается не менее чем на 100 дБ.

Детекторы для приема однополосных сигналов. Для приема однополосных сигналов при работе телефоном, как и для приема телеграфных сигналов, в приемниках для любительской связи применяют синхронные детекторы, в которых сигнал гетеродина восстанавливает подавленную несущую частоту. На рис. 7.41 приведена схема детектора однополосных сигналов, собранного на двухзатворном полевом транзисторе.

В качестве детектора для приема однополосных сигналов может быть применен и смеситель на встречно-параллельных диодах (рис. 7.37). Для работы после УПЧ на 500 кГц на такой

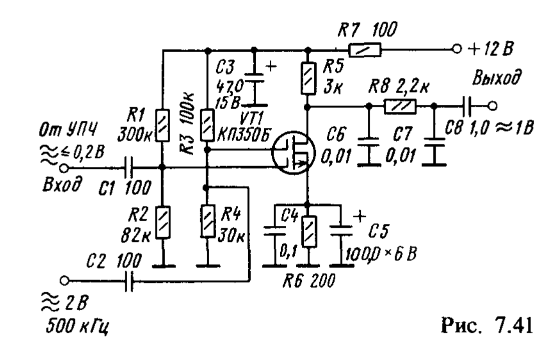


Рис. 7.41

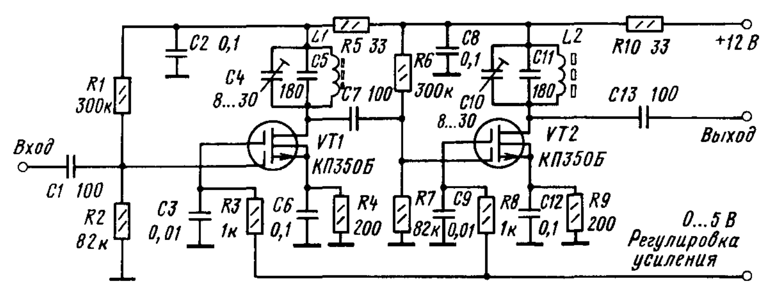


Рис. 7.40

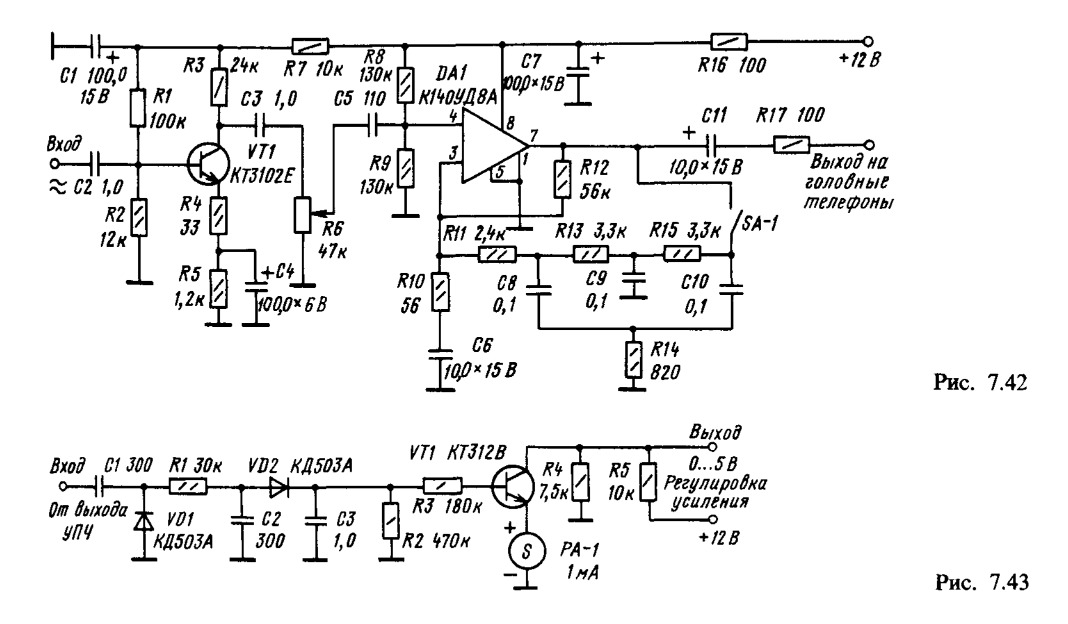


Рис. 7.42

Рис. 7.43

детектор надо подать напряжение гетеродина с частотой 250 кГц.

Усилители звуковой частоты. УЗЧ супергетеродинных приемников для любительской радиосвязи не отличаются принципиально от таких усилителей радиовещательных приемников. Существенно более высокие требования по усилению и уровню шумов предъявляются к УЗЧ приемника прямого преобразования. Схема такого УЗЧ с дополнительным фильтром, позволяющим сузить полосу пропускания для приема телеграфных сигналов, приведена на рис. 7.42. На входе усилителя включен малошумящий усилитель на транзисторе VT1. Основное усиление (около 1000 по напряжению) осуществляется операционным усилителем ДА-1. SA-1 отключает двойной Т-мост от цепи ООС, охватывающей ДА-1 при приеме телефонных сигналов. При приеме телеграфных сигналов Т-мост может быть подключен, так что полоса частот УЗЧ сужается до 200 Гц.

S-метр. Измерение силы принимаемых сигналов возможно в приемнике, имеющем эффективную систему АРУ. Принятая радиолюбителями шкала показаний S-метра приведена в табл. 7.3. На рис. 7.43 дана схеме детектора и усилителя АРУ приемника с S-метром с регулируемыми каскадами УРЧ и УПЧ, выполненными на двухзатворных полевых транзисторах КП350Б с управлением усиления напряжения на вторых затворах. При наличии не менее трех таких регулируемых каскадов усиления обеспечивается практически линейная шкала S-метра от S3 до S9 + 60 дБ.

7.4. ТРАНСИВЕРЫ

Любительские передатчики и приемники, выполненные с использованием преобразователей частоты, имеют много одинаковых элементов. Поэтому объединение приемника и передатчика в одну конструкцию позволяет уменьшить общее число деталей приемно-передающей радиостанции. Такая объединенная конструкция получила название «трансивер». Структурная схема трансивера с одним преобразованием частоты приведена на рис. 7.44. При приеме сигнал от антенны через антенный коммутатор поступает на УРЧ, проходит через фильтр частоты сигнала и поступает на смеситель, на который подано напряжение от общего для приемника и передатчика задающего генератора. С выхода смесителя сигнал ПЧ поступает на ФОС – кварцевый фильтр (например, на частоту 8815 кГц). Усиленный в УПЧ сигнал поступает на смеси-

Таблица 7.3

Напряжение сигнала на выходе приемника, мкВ	0,2	0,4	0,8	1,5	3	6	12	25	50	150	500	1500	5000	15000	50000
Показания S-метра	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S9 + 10	S9 + 20	S9 + 30	S9 + 40	S9 + 50	S9 + 60

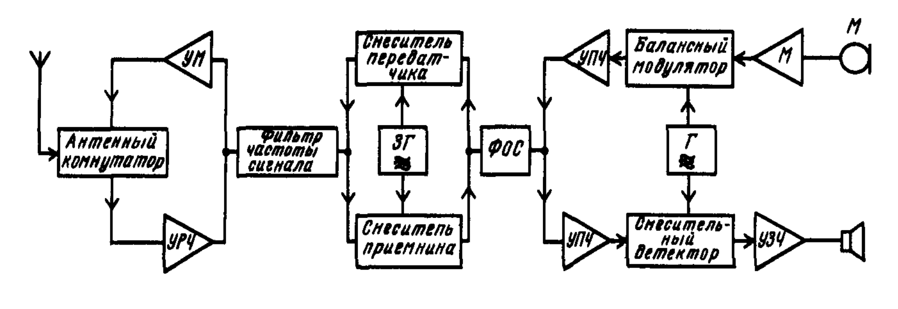


Рис. 7.44

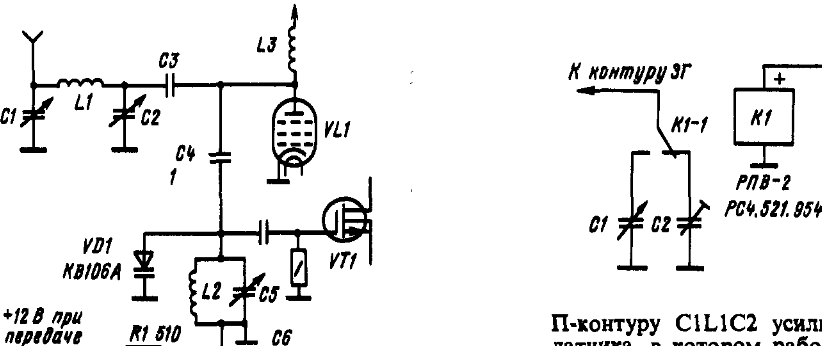


Рис. 7.45

Рис. 7.46

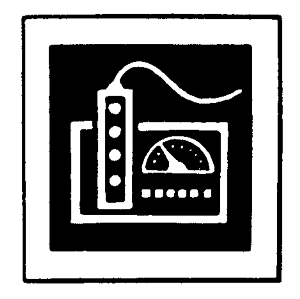
тель-детектор, на который подано напряжение от общего для приемника и передатчика генератора звуковой частоты усиливает УЗЧ.

При передаче сигнал от микрофона усиливается в модуляторе и поступает на балансный модулятор, с выхода которого сигнал с подавленной несущей поступает на усилитель и далее на кварцевый фильтр, который пропускает только одну боковую полосу. Сформированный однополосный сигнал смесителем передатчика переносится на частоту сигнала, которую принимал приемник (частоты опорного и задающего генераторов при переходе на передачу не изменяются). Пройдя через фильтр частоты сигнала, однополосный сигнал поступает на линейный усилитель мощности и через антенный коммутатор – в антенну.

Формирование в трансивере передаваемого сигнала точно на частоте приема очень удобно для любительских радиостанций, так как обычным способом начала радиосвязи между радиолюбителями является ответ на частоте вызываемой радиостанции.

В трансиверах используются описанные выше фильтры, смесители, усилители, балансные модуляторы и детекторы, применяемые в обычных любительских приемниках и передатчиках. В качестве антенного коммутатора может быть применено высокочастотное реле. Схема электронного переключателя прием-передача приведена на рис. 7.45. Антенна постоянно подключена к П-контуру C1L1C2 усилителя мощности передатчика, в котором работает VL1. При приеме напряжение сигнала с «горячего» конца П-контура через конденсатор связи C4 поступает на высокодобротный входной контур УРЧ приемника L2C5. Подключенный к этому контуру мощный варикап VD1 закрыт отрицательным напряжением – 12 В и добротности контура L2C5 на снижает. При передаче на VD1 поступает положительное напряжение, через него течет ток более 20 мА и сопротивление, подключенное к затвору УРЧ приемника VT1, уменьшается более чем в 1000 раз. Коммутатор по схеме рис. 7.45 можно использовать в трансиверах с выходной мощностью передатчика до 50 Вт.

В процессе двусторонней радиосвязи на трансивере может возникнуть необходимость несколько изменить частоту приема, сохранив частоту передачи неизменной, либо изменить частоту передачи, сохранив частоту приема. На рис. 7.46 приведена схема подстройки частоты ЗГ, позволяющая реализовать эти варианты в трансивере. Для управления независимой расстройкой трансивера служат два тумблера SA1 и SA2, имеющие соответственно надписи «прием» и «передача». При выключении обоих тумблеров частота настройки трансиверса как при приеме, так и при передаче определяется емкостью C2. При включении только SA1 при передаче частота настройки остается прежней, а при приеме будет изменяться при помощи C1, имеющего надпись «расстройка». При включении только SA2 «расстройка» будет действовать при передаче и отключаться при приеме. При включении обоих тумблеров «расстройка» действует и при приеме, и при передаче.



АВТОМАТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

РАЗДЕЛ 8

Содержание

АВТОМАТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Общие сведения

Автоматические устройства, действуя без участия человека, измеряют, стабилизируют либо изменяют по заданному закону (регулируют) параметры и режимы управляемых объектов или процессов. Для выполнения функций регулирования в состав автоматических устройств вводятся:

датчики, т. е. измерители контролируемых физических величин (напряжений и токов, частот, температур, яркостей, перемещений, скоростей движения, давлений жидкостей и газов и т. п.), преобразующие эти величины в соответствующие сигналы;

исполнительные устройства, воздействующие на объект регулирования для требуемого изменения его параметров или режима его функционирования;

запоминающие устройства, в которых фиксируются программы регулирования, физические параметры и другая информация, необходимая для осуществления регулирования;

процессоры, в которых средства вычислительной техники осуществляют также взаимодействие элементов и звеньев автоматических устройств, при которых регулирование по заданной программе происходит с ожидаемыми точностью и надежностью.

В состав цепей связи между перечисленными элементами автоматических устройств входят, кроме того, усилители и преобразователи сигналов, индикаторы для визуального или иного контроля процессов, аварийные сигнализаторы и пр. Например, в системах автоматизации технологических процессов в химических производствах, где участие человека особенно нежелательно по соображениям безопасности, количество датчиков и исполнительных устройств исчисляется сотнями, а связи между ними отличаются большой сложностью.

В зависимости от характера входных и выходных сигналов автоматические устройства делятся на устройства непрерывного и прерывистого действия и называются соответственно ана-

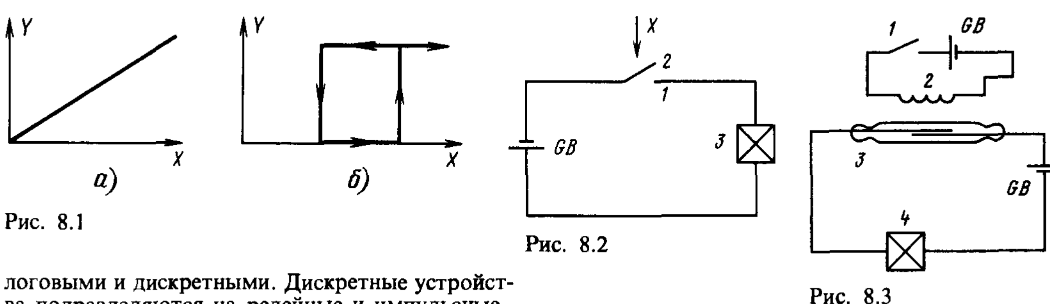


Рис. 8.1

Рис. 8.2

Рис. 8.3

логовыми и дискретными. Дискретные устройства подразделяются на релейные и импульсные.

В аналоговых устройствах контролируемый или регулируемый параметр X и выходной параметр Y изменяются непрерывно (рис. 8.1, *а*). В релейных устройствах входной параметр X изменяется непрерывно, а выходной параметр Y появляется лишь при достижении входным параметром некоторого заданного значения (рис. 8.1, *б*). В импульсных устройствах входной X и выходной Y параметры представляют собой импульсы различной длительности, частоты или амплитуды. Чаще всего входные и выходные дискретные сигналы имеют два уровня: отсутствие сигнала условно принимается за «0», наличие сигнала – за «1». Дискретные автоматические устройства применяют для контроля, регулирования процессов, а также для выполнения логических операций от простейших (автоматы продажи билетов, газет и т. п.) до очень сложных (компьютеры, экстремальные и самонастраивающиеся регуляторы и т. п.).

При создании автоматических устройств необходимо правильно выбрать и спроектировать датчик, рассчитать электронные блоки, выбрать соответствующий измерительный или регистрирующий прибор и исполнительное устройство.

8.2. ТИПЫ И КОНСТРУКЦИИ ДАТЧИКОВ

Датчики можно классифицировать по виду преобразуемой энергии и виду энергии, в которую осуществляется преобразование.

Разнообразным формам движения материи в принципе построения датчиков соответствуют различные физические явления: механические, электрические, магнитные, электромагнитные (включая радиоволны и свет), химические, тепловые, ядерные и др. Поскольку датчик преобразует один вид энергии в другой, перечисленные явления позволяют в сочетании по два образовать более ста классов датчиков. При этом каждый класс включает несколько видов преобразуемых параметров. Так, механоэлектрический датчик может преобразовывать в электрическую величину перемещения, силу (давление), скорость или ускорение. Поэтому внутри каждого класса датчиков имеется целый ряд групп. Внутри группы преобразования могут осуществляться несколькими способами и иметь существенные конструктивные особенности. Соответственно количество различных датчиков, применяемых в автоматических устройствах исчисляется тысячами. Далее приводится лишь несколько типичных примеров.

Контактные датчики. Контактные датчики являются простейшими преобразователями таких неэлектрических величин, как перемещение, в электрический сигнал.

Датчик (рис. 8.2) состоит из неподвижного контакта *1* и якоря, на котором устанавливается подвижный контакт *2*. Если контакты включить последовательно с источником ЭДС Е и исполнительным устройством 3 и подать на якорь входной сигнал X (механическое перемещение), то исполнительное устройство будет включаться в зависимости от перемещения якоря.

Основными характеристиками контактного датчика являются порог срабатывания, в основном определяемый зазором между разомкнутыми контактами, и номинальный ток контактов. Чем меньше зазор, тем чувствительнее датчик, однако уменьшение зазора ограничивается опасностью пробоя контактов (возникновения дуги). Дуга возникает при превышении допустимых значений напряжения на разомкнутых контактах или тока в цепи замкнутых контактов.

В качестве контактных датчиков успешно применяются магнитоуправляемые герметичные контакты – герконы, представляющие собой два контакта в стеклянном вакуумном баллоне, замыкающиеся под действием магнитного или электрического поля (табл. 8.1). Если геркон 3

Таблица 8.1. **Основные параметры герконов**

Параметр	Тип геркона			
	КЭМ-1	КЭМ-2	МКВ-1	МУПЗВ-1
Размеры, мм	∅ 5,4 × × 50	∅ 3 × × 20	∅ 4,6 × × 23	∅ 6,2 × × 42
Максимальное время срабатывания, мс	3	1	0,5	2

поместить в катушку 2 (рис. 8.3), то при пропускании через нее тока (при замыкании ключа 1) свободные концы контактов геркона, изготовленные из магнитного материала, намагничиваются и замыкаются, вызывая протекание тока через исполнительное устройство 4.

Реостатные датчики. Реостатные датчики предназначены для преобразования перемещения в электрический сигнал и представляют собой переменный резистор, положение движка кото-

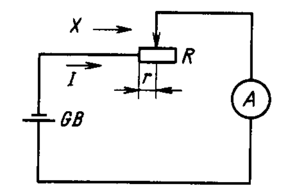


Рис. 8.4

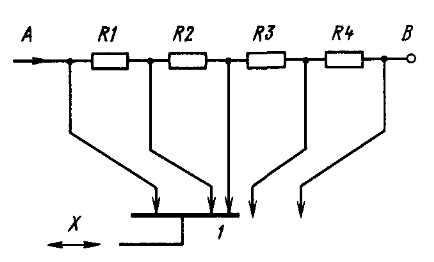


Рис. 8.5

рого зависит от воздействия линейного или углового перемещения. Простейшая схема включения реостатного датчика показана на рис. 8.4.

При перемещении движка потенциометра R под действием усилия X изменяется сопротивление r в измерительной цепи, а следовательно, и ток $I \approx E/r$ (если сопротивления прочих элементов цепи незначительны).

Конструктивно реостатный датчик часто выполняется из манганиновой или константановой проволоки, намотанной на каркас; перемещаемый движок (щетка) выполняется из фосфористой бронзы или серебра.

Реостатный датчик может быть собран и из нескольких нерегулируемых резисторов (рис. 8.5). При перемещении штока 1 под действием усилия X происходит поочередное замыкание секций R1, R2, R3 и т. д., изменяющее сопротивление между зажимами A и B.

Термочувствительные датчики. В качестве преобразователя температуры в электрический сигнал часто применяется терморезистор – элемент, сопротивление которого зависит от температуры окружающей среды.

Зависимость удельного сопротивления от температуры для металлических проводников определяется выражением

$$\rho_t \approx \rho_o(1 + \alpha t),$$

где ρ_o – удельное сопротивление проволоки при температуре $t = 0°C$; α – температурный коэффициент сопротивления; t – температура окружающей среды.

При температуре до 100...150°С часто используют медную проволоку ($\alpha = 0{,}004$ 1/°С), при температуре до 250...300°С – никелевую проволоку ($\alpha = 0{,}0046$ 1/°С). Для более высоких температур (до 500...800°С) применяют платиновую проволоку ($\alpha = 0{,}00398$ 1/°С). Конструктивно проволочный терморезистор представляет собой термостойкий каркас из фарфора, слюды или кварца с намотанной на него проволокой диаметром 0,05...0,1 мм. Каркас с намоткой помещают в защитный кожух из кварца, стали или другого термостойкого материала.

Широкое распространение получили полупроводниковые терморезисторы, удельное сопротивление которых уменьшается с увеличением температуры (при изменении температуры от 0 до 100°С примерно в 10 раз).

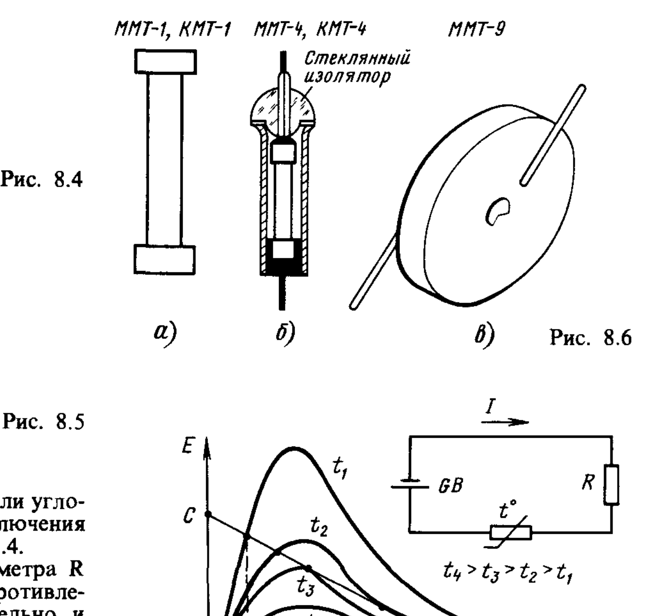


Рис. 8.6

Рис. 8.7

На рис. 8.6 показаны некоторые конструкции терморезисторов прямого подогрева.

Часто терморезисторы используются в цепях управления реле. Для этой цели могут применяться терморезисторы, вольт-амперная характеристика которых в необходимом диапазоне температур имеет максимум (рис. 8.7). При температуре t_1 через цепь, состоящую из терморезистора, источника ЭДС E и резистора R, протекает ток, I_1, определяемый точкой пересечения нагрузочной характеристики (прямой BC) с характеристикой терморезистора. С увеличением температуры до значения, большего t_3, ток в цепи скачком возрастает до значения I_a. Возвращение цепи в исходное состояние происходит при температуре t_2, которой соответствует вольт-амперная характеристика терморезистора, касательная своей вогнутой частью к прямой BC.

Широко применяются также термоэлектрические датчики – термопары. Термопара (рис. 8.8, *а*) представляет собой соединение двух

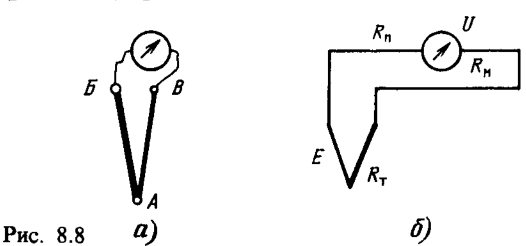


Рис. 8.8

разиородных металлических проводников, в спае которых (точка А) возникает ЭДС, пропорциональная температуре спая. С увеличением температуры спая ЭДС возрастает. При использовании термопар важно, чтобы температура свободных концов (точки Б и В) была неизменной.

Для температур до 1100°С примеияют термопары типа хромель (сплав 90% никеля и 10% хрома) - алюмель (сплав 2% алюминия и 94% иикеля с небольшими добавками кремния и железа) или хромель - копель (56,5% меди и 43,5% никеля); при температурах 1000...1700°С - термопары из платины и платинородиевых сплавов, а также вольфрамо-молибденовые термопары (табл. 8.2).

Таблица 8.2. **Зависимость термоЭДС от температуры для различных типов термопар**

Температура, °С	ТермоЭДС, мВ				
	Медь-копель	Железо-копель	Хромель-копель	Хромель-копель	Платинородий-платина
− 20	− 0,86	− 1,05	− 1,27	− 0,77	− 0,109
0	0	0	0	0	0
20	0,89	1,09	1,31	0,8	0,115
100	4,75	5,75	6,95	4,1	0,64
200	10,29	12	14,65	8,13	1,421
300	16,48	18,1	22,9	12,21	2,31
400	23,13	24,55	31,48	16,39	3,243
500	30,15	30,9	40,15	20,64	4,21
600	34,47	37,4	49	24,9	5,212
700	–	44,1	57,75	29,14	6,249
800	–	51,15	66,4	33,31	7,320
900	–	–	–	37,36	8,426
1000	–	–	–	41,31	9,566
1100	–	–	–	45,14	10,741
1200	–	–	–	48,85	11,95
1300	–	–	–	52,41	13,153
1400	–	–	–	–	14,356
1500	–	–	–	–	15,558
1600	–	–	–	–	16,76

Постоянство температуры свободных концов термопары обеспечивается термостатированием.

При измерении термоЭДС милливольтметром (рис. 8.8, *б*) ток в цепи определяется формулой

$$I = E/(R_м + R_п + R_т),$$

где E - термоЭДС; $R_м$, $R_п$, $R_т$ - сопротивления милливольтметра, проводов и термопары соответственно.

Напряжение на зажимах милливольтметра

$$U = E - I(R_н + R_т) = ER_м/(R_м + R_п + R_т).$$

Чем больше сопротивление милливольтметра $R_м$ по сравнению с сопротивлением проводов и термопары, тем больше измеряемое напряжение и, следовательно, тем выше точность измерения.

Индуктивные датчики. Ряд систем регулирования перемещений или усилий основан на применении индуктивных датчиков, действие кото-

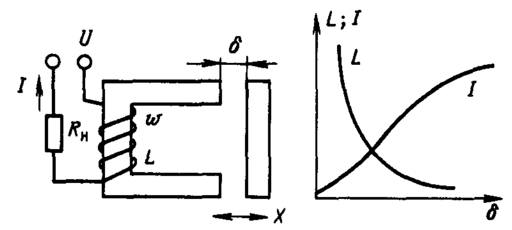


Рис. 8.9

рых определяется зависимостью индуктивности катушки от магнитного сопротивления сердечника. Например, индуктивность преобразователя перемещения (рис. 8.9) определяется выражением

$$L = \frac{W}{2\delta} S\mu_0,$$

где S - площадь сечения магнитопровода; δ - зазор в магнитопроводе; μ_0 - магнитная постоянная зазора; W - число витков катушки.

При изменении зазора δ (под действием усилия X) или площади сечения магнитопровода S (при перемещении подвижной пластины вверх или вниз) изменяется индуктивность, а следовательно, и ток в нагрузке $R_н$: $I = \frac{U}{\sqrt{R_н^2 + \omega^2 L^2}}$, где U - напряжение источика питания; $\omega = 2\pi f$, f - частота тока.

Большое распространение получили дифференциальные индуктивные датчики с двумя дросселями (рис. 8.10). Они обладают более линейной характеристикой и требуют меньших усилий для перемещения подвижной пластины.

В трансформаторных датчиках измеряемое перемещение X изменяет коэффициент индуктивиой связи между двумя обмотками - первичной, питаемой напряжением переменного тока U, и вторичной, с которой снимается сигнал $U_{вых}$. На рис. 8.11 показана схема П-образного трансформаторного датчика. Выходное напряжение

$$U_{вых} = \frac{w_2}{w_1} U_1,$$

где $U_1 = UZ_1/(Z_1 + Z_2)$ и $Z_1 = \omega L \approx \omega\mu_0 wS/2\delta$.

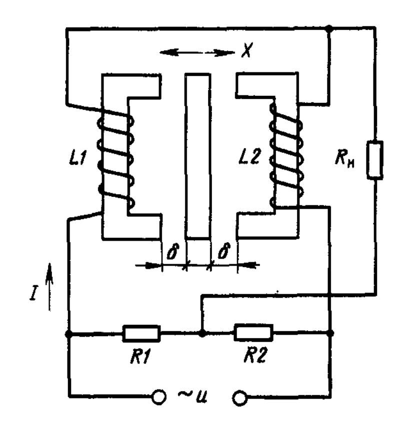


Рис. 8.10

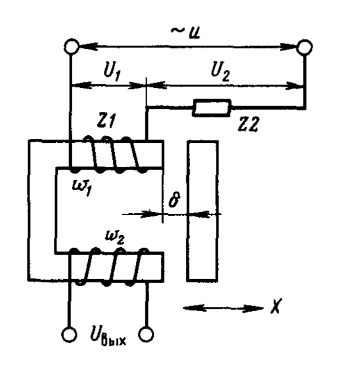


Рис. 8.11

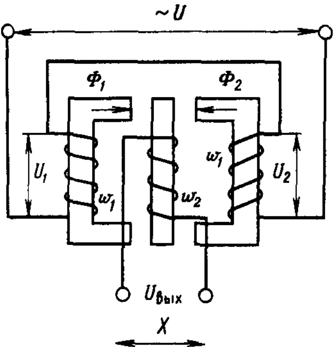


Рис. 8.12

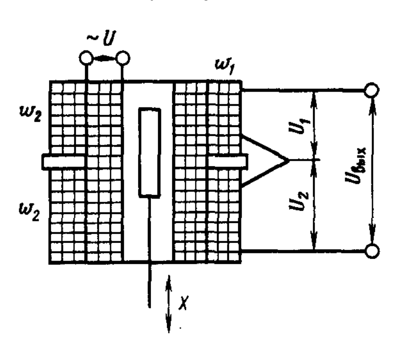


Рис. 8.13

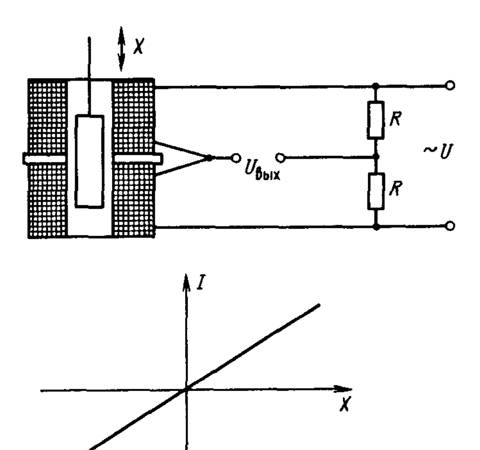


Рис. 8.14

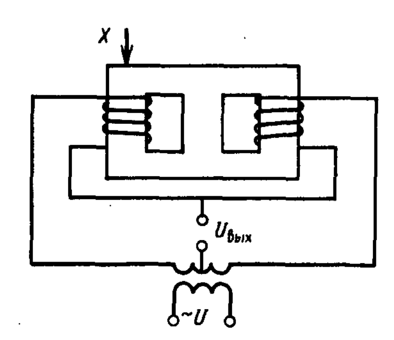


Рис. 8.15

Схема дифференциального трансформаторного датчика приведена на рис. 8.12.

На рис. 8.13 приведена схема трансформаторного датчика соленоидного типа, у которого магнитная связь между первичной и двумя вторичными обмотками осуществляется перемещающимся ферритовым сердечником.

На рис. 8.14 показаны характеристика простого соленоидного датчика и его включение в мостовую цепь измерения.

К индуктивным датчикам относятся и магнитострикционные датчики, в основу которых положена зависимость магнитной проницаемости некоторых материалов (железомарганцевого сплава и др.) от упругих деформаций. На рис. 8.15 приведена схема измерения усилия X магнитострикционным датчиком. При воздействии давления на магнитопровод изменяется его магнитиая проницаемость μ и, следовательно, магнитиое сопротивление участка магнитопровода. В результате изменяются индуктивность катушки и выходное напряжение.

Емкостные датчики. Действие емкостных датчиков основано на зависимости емкости конденсатора C от площади пластин S, расстояния между ними δ и диэлектрической проницаемости среды ε.

Для плоского конденсатора

$$C = \varepsilon S/\delta.$$

Емкостный датчик перемещения с переменным зазором, дифференциальный емкостный датчик и их характеристики показаны на рис. 8.16, *а, б*.

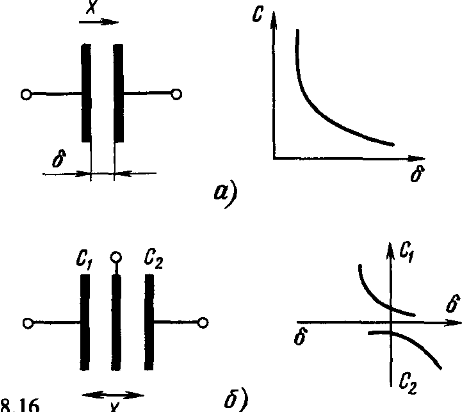


Рис. 8.16

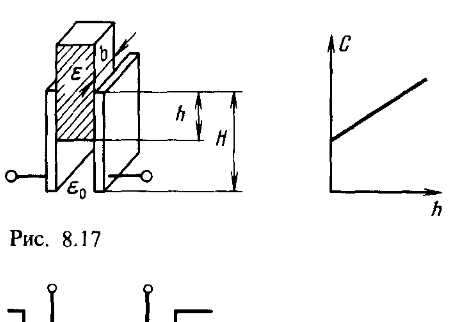


Рис. 8.17

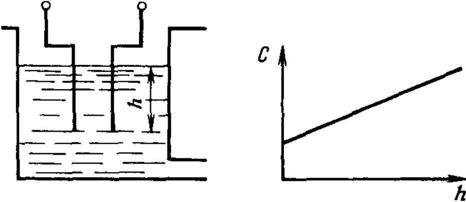


Рис. 8.18

На рис. 8.17 показан емкостный датчик, основанный на изменении диэлектрической проницаемости среды между пластинами. В этом случае

$$C = b[H\varepsilon_0 + h(\varepsilon - \varepsilon_0)];\ S = bh,$$

где ε_0 – электрическая постоянная воздуха. Примером такого датчика является емкостный уровнемер (рис. 8.18).

Изменение емкости датчика часто регистрируется по изменению частоты генератора, в колебательный контур которого включен датчик.

Рассмотренные датчики могут быть разделены на два основных класса: датчики, которые вырабатывают энергию при воздействии измеряемого параметра (к ним относится, например, термопара, вырабатывающая ЭДС, зависящую от измеряемой температуры), – такие датчики называются датчиками-генераторами; датчики, которые при воздействии измеряемого параметра изменяют свой основной электрический параметр – индуктивность, емкость или сопротивление. Такие датчики называются датчиками-модуляторами.

8.3. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ДАТЧИКОВ

Схемы включения датчиков-генераторов. Простейшая схема включения датчика-генератора постоянного тока показана на рис. 8.19.

Ток в измерительном приборе (в цепи нагрузки)

$$I = E_x/(R_0 + r + R_н),$$

где R_0 – внутреннее сопротивление датчика; $R_н$ – сопротивление нагрузки (внутреннее сопротивление прибора); r – сопротивление соединительных проводов; E_x – ЭДС, возникающая под воздействием усилия X.

Обычно сопротивление датчика и проводов зависит от температуры или окружающих условий, поэтому следует применять измерительные приборы с большим внутренним сопротивлением. При $R_н \gg R_0 + r$ напряжение на нагрузке

$$U_н = R_н E_x/(R_0 + r + R_н) \approx E_x.$$

Внутреннее сопротивление термопар из металлических проводников $R_0 \approx 1$ Ом при нормальной температуре возрастает до 5...6 Ом при температуре 1000...1500°C. Сопротивление проводов r также составляет 5...10 Ом, поэтому для измерения температуры без дополнительных поправок следует применять милливольтметры с внутренним сопротивлением более 100 Ом. При меньшем сопротивлении или для более точных измерений необходимо вносить поправки на изменение сопротивления термопары и соединительных проводов.

Рассмотренное устройство называется устройством прямого измерения и позволяет измерять полное значение параметра (в приведенном примере – температуру). Недостатком его является то, что оно не позволяет более точно измерить параметр в ограниченном диапазоне. Если, например, нужно не только определить температуру среды, но и с высокой точностью измерить изменение этой температуры в диапазоне от 100 до 110°C, то целесообразно было бы добиться нулевого показания прибора при температуре 100°C и 100%-ного использования шкалы при температуре 110°C.

Измерять не абсолютное значение параметра, а его изменение позволяют устройства компенсационного измерения. Простая схема компенсационного измерения показана на рис. 8.20.

Часто датчик-генератор включают в мостовую цепь измерения (рис. 8.21). Сопротивления плеч моста выбирают так, чтобы соблюдалось равенство $R_0R3 = R2R1$. При этом ток через измерительный прибор, включенный в диагональ моста,

$$I_0 = E_x/[R_н(1 + R_0 + R1)/(R2 + R3) + R_0 + R1].$$

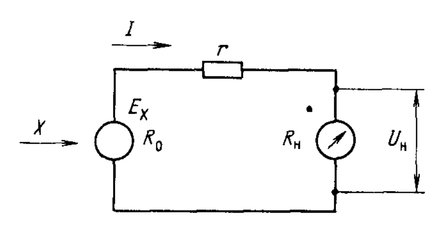


Рис. 8.19

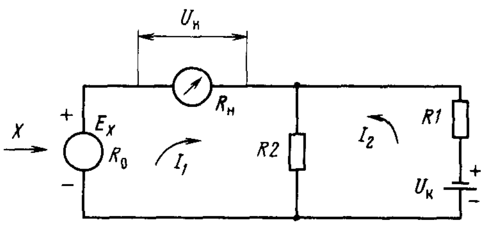


Рис. 8.20

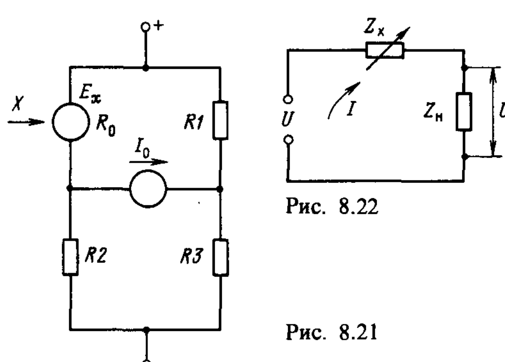
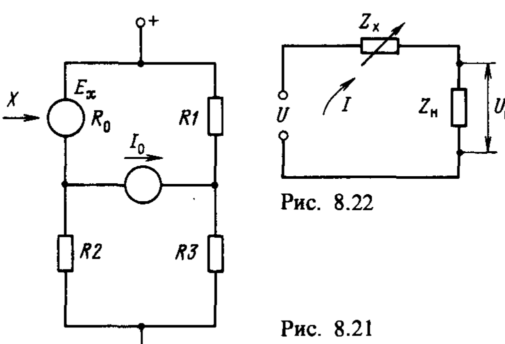



Рис. 8.22

Рис. 8.21

Схемы включении датчиков-модуляторов. Простая схема последовательного включения датчика-модулятора (схема непосредственного измерения) имеет вид, приведенный на рис. 8.22. Она питается от источника переменного тока с напряжением U, а датчик можно представить как комплексное сопротивление Z_x.

Ток в нагрузке

$$I = U/(Z_н + Z_0 + \Delta Z_x),$$

где ΔZ_x – изменение комплексного сопротивления датчика при воздействии измеряемого параметра X; Z_0 – начальное комплексное сопротивление датчика.

При изменении значения X мостовая цепь переменного тока имеет вид, показанный на рис. 8.23.

Рис. 8.23

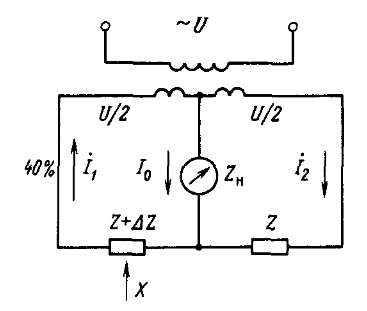


Рис. 8.24

Часто применяют дифференциальные цепи, питание которых осуществляется через трансформатор с двумя вторичными обмотками (рис. 8.24). Измеряемый ток в этом случае равен разности токов:

$$I_0 = I_1 - I_2 = U/2\Delta Z/[ZZ_н + (Z + \Delta Z)(Z_н + Z)].$$

Если ΔZ мало по сравнению с Z, то

$$I_0 \approx U/2\Delta Z/[Z(2Z_н + Z)].$$

Следует учитывать характер Z_x (например, омическое сопротивление R_x, емкостное $1/(j\omega C_x)$ или индуктивное $j\omega L_x$) и преобразовывать приведенные формулы в соответствии с правилами вычисления комплексных величин.

8.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ УЗЛЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Симметричный триггер. Симметричным триггером называется устройство, имеющее два устойчивых состояния, в одном из которых выходное напряжение практически равно напряжению источика питания, а в другом близко к нулю.

Триггер (рис. 8.25) представляет собой сочетание двух транзисторных ключей, в которых входная базовая цепь одного ключа соединяется с выходной коллекторной цепью второго ключа через параллельно включенные резистор и конденсатор. Если транзистор VT1 открыт и находится в режиме насыщения, то потенциал его коллектора $U_{к1} \approx 0$, а на базе транзистора VT2

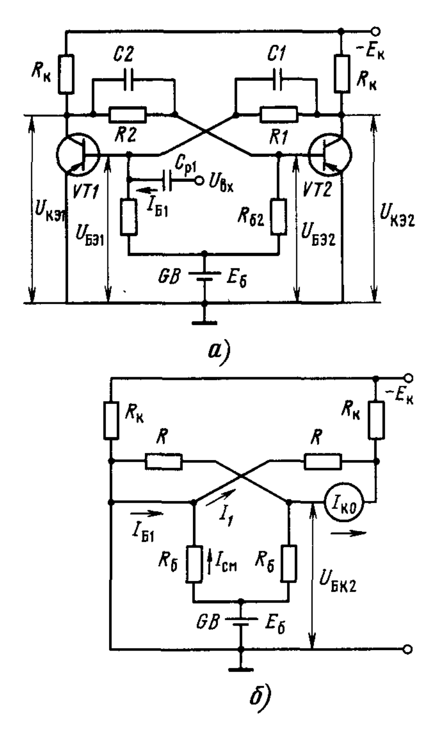


Рис. 8.25

действует положительный потенциал от источника $E_б$ через делитель $R_{б2}$, R2. Следовательно, транзистор VT2 будет закрыт и потенциал его коллектора $U_{к2} \approx -E_к$, а на базу VT1 подается отрицательное смещение. При этом устройство находится в одном из двух устойчивых состояний. При подаче на базу VT1 положительного напряжения входного сигнала через разделительный конденсатор $C_{р1}$ транзистор VT1 закроется, потенциал $U_{к1}$ становится отрицательным и, поступая на базу VT2 переводит его в состояние насыщения. Триггер переходит во второе устойчивое состояние, из которого его можно вывести, подав отрицательный входной сигнал во входную цепь транзистора VT1.

На рис. 8.26 приведена практическая схема триггера, способного работать с частотой переключения f_{max} = 1000 кГц; амплитуда входного импульса 1...10 В, длительность фронта входного импульса $\leqslant$ 0,3 мкс, амплитуда выходного импульса 7...10 В.

На рис. 8.27, 8.28 показаны схемы триггеров на микросхемах, управляемые импульсами положительной полярности с амплитудой 3...7 В. Длительность входных импульсов 1...10 мкс, сигнал на выходе 1 имеет амплитуду 2...2,8 В, на выходе 2–3 В. Триггер на рис. 8.27 с раздельными входами. Триггер на рис. 8.28 со счетным входом.

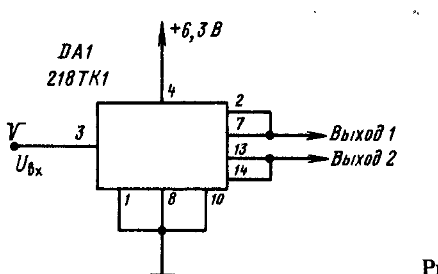


Рис. 8.26

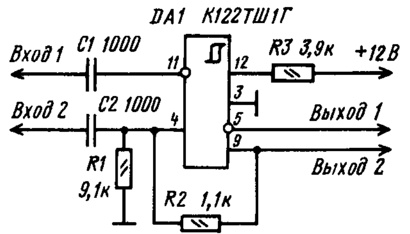


Рис. 8.27

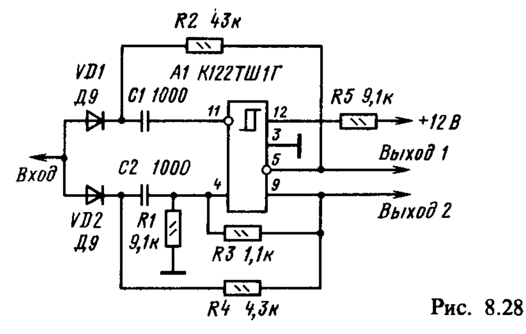


Рис. 8.28

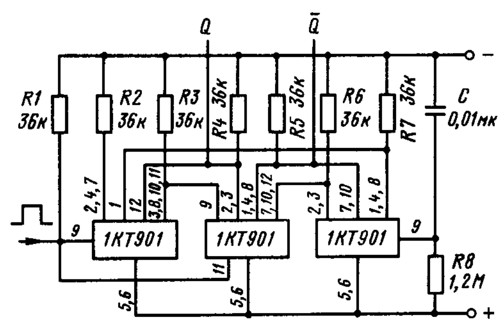


Рис. 8.29

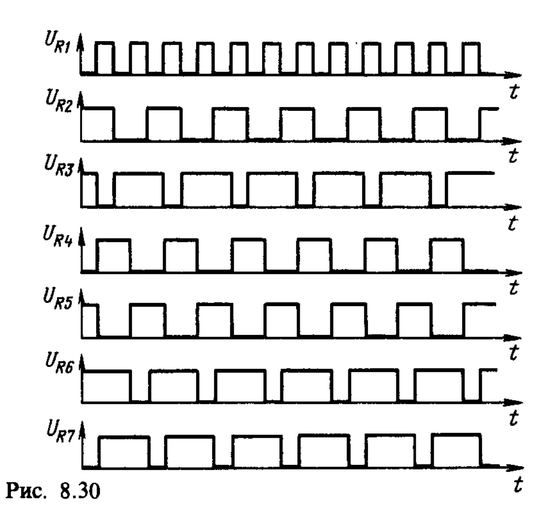


Рис. 8.30

На рис. 8.29 приведена схема делителя частоты входных импульсов положительной полярности. Делитель состоит из трех микросхем типа 1КТ901 и резисторов R1–Р8. Резисторы R4 и R5 являются нагрузками основного триггера, а R2, R3, R6 и R7 – нагрузками коммутирующих триггеров. Резистор R_6 и конденсатор C используются для установки исходного состояния триггера в момент подачи питающего напряжения. На рис. 8.30 приведены диаграммы напряжений (относительно минусовой шины), поясняющие работу делителя.

Напряжения: входное – 6...20 В, выходное 5...19 В, максимальная частота входных импульсов 150 кГц.

Триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта). Кроме рассмотренных симметричных триггеров широкое распространение получил несимметричный триггер или триггер с эмиттерной связью. Этот триггер также имеет два устойчивых состояния и часто применяется в качестве преобразователя синусоидального или линейно изменяющегося напряжения в импульс прямоугольной формы.

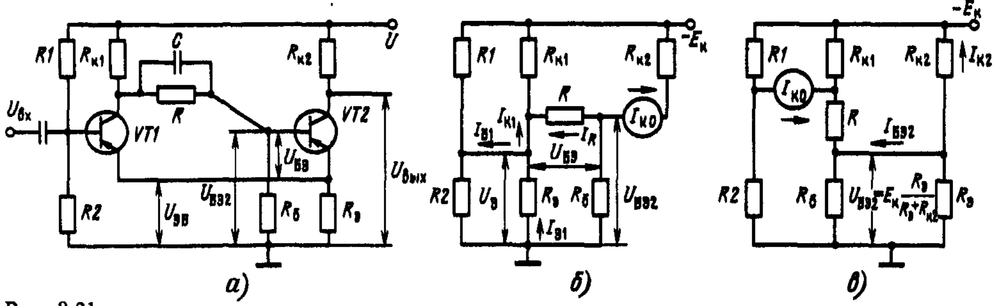


Рис. 8.31

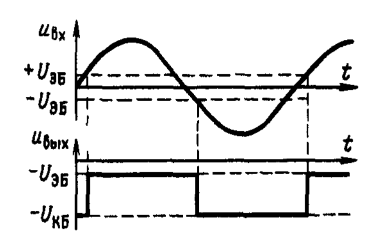


Рис. 8.32

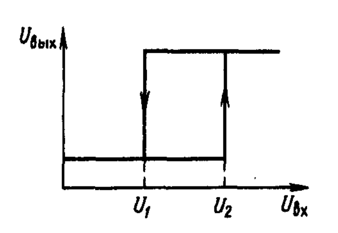


Рис. 8.33

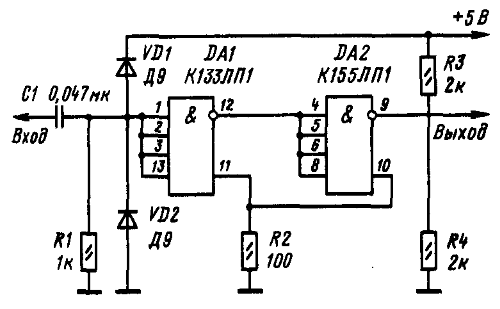


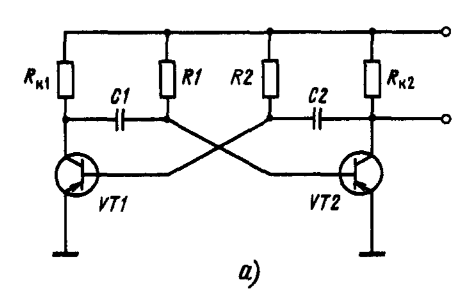
Рис. 8.34

Принципиальная схема триггера Шмитта приведена на рис. 8.31, *а*, на рис. 8.31, *б*, *в* – его эквивалентные схемы.

Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит при $|U_{вх}| > |U_{эб}|$ (рис. 8.32). Основные условия, при которых триггер будет иметь два устойчивых состояния: транзистор закрыт, если $U_{эб} > 0$; транзистор насыщен, если $I_б \geqslant I_к/h_{21э}$. Здесь $h_{21э}$ – коэффициент усиления тока транзистора при включении по схеме ОЭ.

Практическая схема триггера Шмитта, предназначенного для формирования импульсов с крутыми фронтами из синусоидального сигнала и характеристикой, показанной на рис. 8.33, приведена на рис. 8.34. Быстродействие триггера – до 15 МГц. Для обеспечения работы формирователя на низких частотах параллельно конденсатору C1 следует подключить электролитические конденсаторы емкостью 33...100 мкФ.

Симметричный мультивибратор. Симметричный мультивибратор (рис. 8.35) служит для генерирования колебаний формы, отличной от синусоидальной. Генераторы этого вида имеют накопитель энергии (чаще всего в виде конденсатора) и электронный ключ, переключение которого обусловлено запасом энергии в накопителе. Если в начальный момент транзистор VT1 открывается и переходит в насыщенное состояние, то все напряжение на конденсаторе C1, который при закрытом транзисторе VT1 и открытом транзисторе VT2 был заряжен до напряжения $U_C \approx U_{н.п}$, оказывается приложенным положительным потенциалом к базе транзистора VT2. Транзистор VT2 закрывается. Конденсатор C1 начинает разряжаться от напряжения $+U_{н.п}$



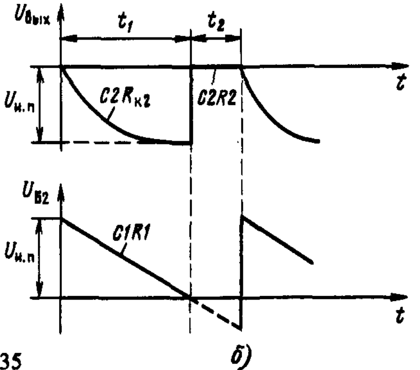


Рис. 8.35

из-за протекания тока разрядки через резистор R1, поддерживая потенциал базы транзистора VT2 положительным, но убывающим по значению. В результате транзистор VT2 находится в режиме отсечки. Как только напряжение на базе транзистора VT2 станет равным нулю, транзистор VT2 откроется.

Одновременно с разрядкой конденсатора C1 происходит зарядка конденсатора C2 через резистор R2 до значения коллекторного напряжения транзистора VT2 ($U_{C2} \approx U_{R2} \approx U_{и.п}$). Как только транзистор VT2 откроется, положительный потенциал конденсатора C2 будет подан на базу транзистора VT1 и закроет его. Далее процесс повторяется.

Постоянные времени цепей разрядки конденсаторов C1 и C2 соответственно равны: $t_1 = 0{,}7C1R1$ и $t_2 = 0{,}7C2R2$. Эти значения определяют длительность импульсов на выходе мультивибратора (t_1), интервал между ними (t_2) и частоту ($1/t_2$). Частоты колебаний мультивибратора можно регулировать изменением сопротивления резисторов R1 и R2.

Практическая схема симметричного мультивибратора для генерирования прямоугольных импульсов с частотой следования от 160 Гц до 100 кГц приведена на рис. 8.36. Для изменения частоты следования импульсов необходимо изменить емкости конденсаторов и сопротивления резисторов согласно табл. 8.3.

Таблица 8.3. **К расчету симметричного мультивибратора**

Емкость конденсатора, пФ		Сопротивление резистора, кОм		Частота следования импульсов, кГц
C1 и C3	C2 и C4	R3 и R4	R5 и R6	
100 000	3300	24	75	0,16
100 000	10 000	24	33	0,25
47 000	22 000	24	33	0,40
47 000	1300	24	33	0,60
33 000	1300	24	27	1
22 000	-	24	27	1,6
10 000	1300	24	33	2,5
6 800	560	24	33	4
4 700	300	24	33	6
3 300	–	24	30	10
1 500	430	24	33	16
1 000	220	24	30	25
470	300	24	30	40
300	220	24	30	60
220	68	36	30	100

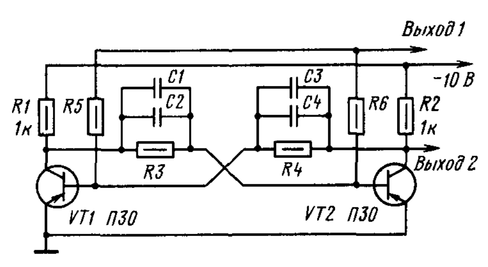
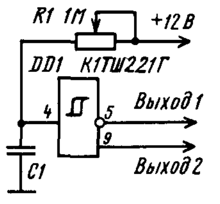


Рис. 8.36



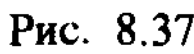


Рис. 8.37

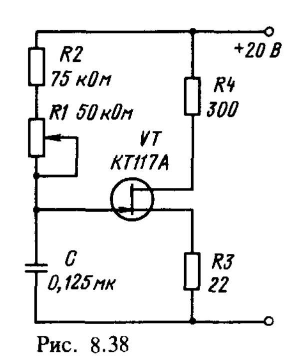


Рис. 8.38

На рис. 8.37 приведена схема генератора прямоугольных импульсов на микросхеме К1ТШ221Г. При изменении емкости конденсатора ($C1_{max}$ = 50 мкФ) частота генерируемых импульсов изменяется от 0,5 Гц до 500 кГц. Плавная регулировка частоты обеспечивается потенциометром R1. Амплитуда выходных импульсов –2 В на входе и +6 В на выходе.

На рис. 8.38 приведена схема мультивибратора на однопереходном транзисторе. Условие автоколебательного режима работы такого мультивибратора определяется выбором сопротивления резистора R2 по формуле

$$(U_{и.п} - U_{min}) < R2/I_{min} < (U_{и.п} - U_{max})/I_{max}.$$

Частота колебаний [Гц]

$$f = 1/(0{,}8\ RC).$$

Частота колебаний мультивибратора равна 100 Гц. Для более точной настройки из-за разброса параметров предусмотрен переменный резистор 50 кОм.

Схема простого мультивибратора с перекрестной емкостной связью на логических элементах И – НЕ (см. далее) показана на рис. 8.39.

В момент когда на выходе элемента И – НЕ (Выход 1) будет напряжение высокого логического уровня, на его входе (точка а) напряжение, подбираемое резисторами, будет ниже порога переключения $U_п$ (для микросхем серии К155 напряжение $U_п$ равно примерно 1,15 В), а на выходе элемента DD1.2 (Выход 2) установится напряжение низкого уровня.

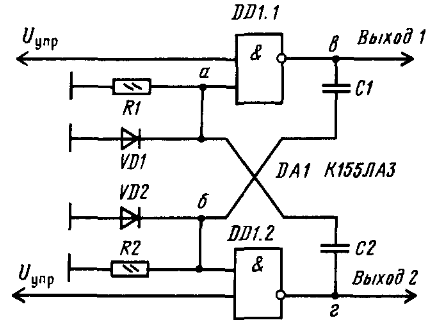


Рис. 8.39

По мере того как конденсатор C1 будет заряжаться выходным током элемента DD1.1, протекающим через резистор R2 (диод VD2 в это время закрыт), напряжение в точке в несколько повысится, а в точке б уменьшится. Как только напряжение на входе элемента DD1.2 (точка б) станет равным напряжению $U_п$, этот элемент изменит свое состояние и на его выходе (точка г) установится напряжение высокого уровня.

Положительный скачок напряжения (с напряжения высокого уровня на низкий) через конденсатор C2 поступит на вход элемента DD1.1 и переключит его в состояние, при котором на выходе будет напряжение низкого уровня. Конденсатор C2 начнет заряжаться выходным током элемента DD1.2 (через резистор R1). Конденсатор же C1 выходным током элемента DD1.1 через диод VD2 будет разряжаться. Как только напряжение на входе элемента DD1.1 уменьшится до порога переключения, устройство примет исходное состояние и цикл повторится.

Длительность импульсов на каждом из выходов устройства определяется временем зарядки подключенного к нему конденсатора. Для устойчивой работы мультивибратора необходимо, чтобы конденсаторы разряжались быстрее, чем заряжались. Это достигается включением диодов VD1, VD2. При сопротивлении резисторов, равном 1,8 кОм, и изменении емкости конденсаторов (C1-C2) от 100 пФ до 0,1 мкФ частота колебаний мультивибратора изменяется от 2 МГц до 300 Гц.

Частоту мультивибратора, собранного на цифровых микросхемах, можно регулировать не только изменением емкости и сопротивления времязадающих конденсаторов и резисторов, но и чисто электрическим путем, подавая разное напряжение на вход логических элементов. В таком генератора (рис. 8.40) чем больше управляющее напряжение, тем быстрее при зарядке конденсаторов напряжение на входе логического элемента с логическим 0 на выходе уменьшается до порога переключения $U_п$ и, следовательно, тем больше частота генерации. При изменении управляющего напряжения от 0 до -5 В частота изменяется по закону, близкому к линейному. При использовании конденсаторов C1 и C2 емкостью по 1000 пФ диапазон регулирования частоты составляет 120...750 кГц, а при емкости по 0,1 мкФ – от 1 до 8 кГц.

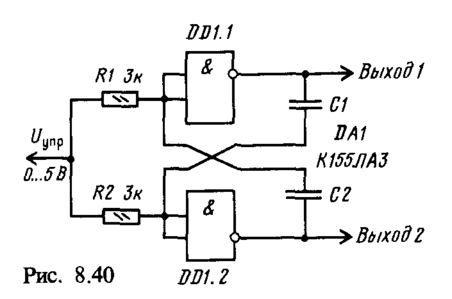


Рис. 8.40

Широкое распространение на практике получил простой генератор (рис. 8.41), частота выходных импульсов которого определяется процессами перезарядки лишь одного конденсатора. Генератор вырабатывает импульсы в широком диапазоне частот – от единиц герц до нескольких мегагерц. Зависимость частоты f [кГц] от емкости конденсатора C1 [пФ] выражается приближенной формулой $f = 3 \cdot 10^5/C1$.

В генераторе по схеме на рис. 8.42 длительность импульсов можно регулировать резистором R2. Отношение периода повторения триггеров к их длительности (скважность) изменяется от 1,5 до 3. Частота регулируется резистором R1. Например, при использовании конденсатора C1 емкостью 0,1 мкФ при отсутствии резистора R2 и изменении сопротивления резистора R1 от максимального значения до нуля частота генерируемых импульсов изменяется от 8 до 125 кГц. Для получения другого диапазона частот необходимо изменять номинал конденсатора C1.

Обычно во времязадающие цепи мультивибраторов включают конденсаторы большой емкости и резисторы малых сопротивлений, что ограничивает диапазон плавной регулировки частоты следования импульсов. В генераторе, схема которого изображена на рис. 8.43, подобный недостаток устранен включением на вход микросхемы транзисторного ключа с малыми входным током и порогом переключения. Частота такого мультивибратора может изменяться в 200 раз. Генерация происходит при подаче на вход «Упр» напряжения высокого уровня.

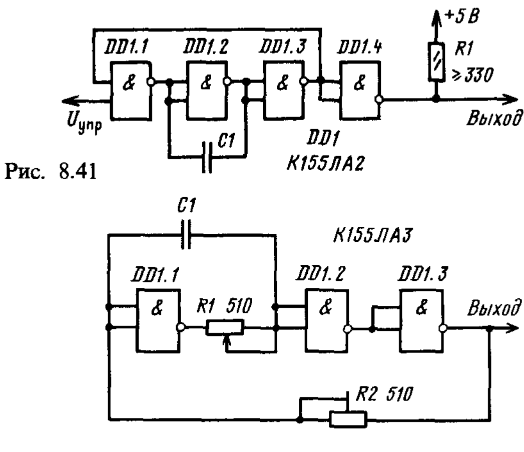


Рис. 8.41

Рис. 8.42

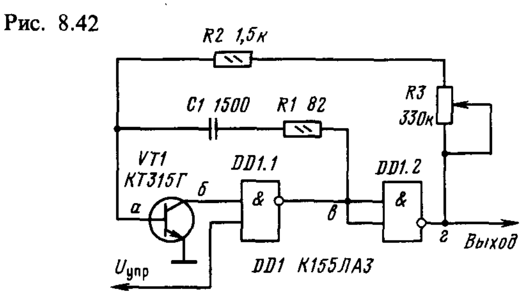


Рис. 8.43

Рассмотрим процесс генерации, начиная с момента начала зарядки конденсатора C1. В этот момент транзистор VT1 открыт и напряжение на его коллекторе близко к нулю. На другом входе элемента DD1.1 напряжение высокого уровня, на выходе элемента DD1.2 – низкого. Конденсатор C1 заряжается выходным током элемента DD1.1 через резистор R1 и параллельно соединенные входное сопротивление транзистора VT1 и резисторы R2, R3. По мере зарядки конденсатора C1 напряжение на нем экспоненциально возрастает, а ток через него уменьшается по такому же закону. Коллекторный ток транзистора VT1 при этом также уменьшается, и, когда он станет равным входному току переключения элемента DD1.1, на выходе этого элемента будет напряжение низкого уровня, которое переключит элемент DD1.2. Отрицательный перепад напряжения в точке а, закрывающий в этот момент транзистор, образуется за счет прохождения фронта импульса с выхода элемента DD1.1 через конденсатор C1.

Затем конденсатор разряжается через резисторы R1–R3 выходным током логических элементов. Когда напряжение в точке а станет достаточным для открывания транзистора и он откроется, изменится состояние элемента DD1.1, начнется заряд конденсатора C1 и цикл повторится.

Время зарядки и время разрядки конденсатора C1, определяющие период и длительность выходных импульсов при статическом коэффициенте передачи тока транзистора около 100, определяют по приближенным формулам $t_з \approx \approx 3{,}5 \cdot 10^{-3} C1$, $t_р \approx 6 \cdot 10^{-7} (R_2 + R_3) C1$ (емкость выражена в пикофарадах, сопротивление в омах, время в микросекундах).

При использовании элементов, указанных на схеме, и суммарном сопротивлении резисторов R2 и R3 20 кОм время зарядки составляет около 5,7 мкс, а время разрядки – около 18 мкс. Резистор R1 позволяет улучшить форму фронта импульсов.

Мультивибратор способен генерировать импульсы как с малой (меньше 2), так и с большой (больше 100) скважностью. При изменении емкости конденсатора C1 от 20 пФ до 10 мкФ частота выходных колебаний изменяется от 3 МГц до долей герца.

Частоту генератора, собранного по схеме на рис. 8.44, можно изменять в 50.000 раз. Это достигнуто применением полевого транзистора. При относительно небольших емкостях конденсатора можно получить ультранизкие частоты. Например, при максимальных значениях, указанных на схеме элементов, частота выходных импульсов генератора равна 0,5 Гц.

В моменты, когда на выходе элемента DD1.3 будет напряжение высокого уровня, отрицательный перепад напряжения с выхода элемента DD1.2 проходит через конденсатор C1 и в точке а образуется отрицательное напряжение. Затем конденсатор начинает перезаряжаться через резистор R1 выходным током элементов DD1.2 и DD1.3 (входным током полевого транзистора можно пренебречь). Изменение напряжения на затворе приводит к соответствующему изменению напряжения в точке б. Когда это напряжение достигает порога переключения элемента DD1.2, он изменяет свое состояние и тем самым переключает остальные логические элементы генератора.

Когда на выходе устройства напряжение низкого уровня, конденсатор C1 будет разряжаться до момента, пока напряжение в точке б уменьшится до порога переключения элемента DD1.1, что вызывает последовательное переключение логических элементов (возврат их в исходное состояние).

Длительность выходных импульсов регулируют резистором R2. Резистор R3 служит для ограничения тока через транзистор. Частота следования выходных импульсов $f = 1/(2R1C1)$. В частности, если емкость конденсатора $C1 = 0{,}01$ мкФ и сопротивление резистора $R1 = 1$ МОм, частота импульсов равна 50 Гц; при емкости 150 пФ и сопротивлении 120 кОм – 22,5 кГц. Верхняя граница частоты генератора – около 10 МГц.

Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью импульсов. В устройствах автоматики часто возникает необходимость иметь одиночные прямоугольные импульсы заданной длительности. Эти функции выполняют формирователи импульсов. Одним из таких формирователей является ждущий мультивибратор с эмиттерной связью.

Ждущий мультивибратор (одновибратор) выполняется по схеме рис. 8.45, *а* и является ждущим генератором импульсов прямоугольной формы. При поступлении на его вход короткого запускающего импульса на выходе вырабатывается прямоугольный импульс, длительность которого определяется элементами цепи.

Ждущий мультивибратор характеризуется наличием одного устойчивого состояния (транзистор VT1 закрыт, VT2 открыт) и одного временно устойчивого (транзистор VT1 открыт, VT2 закрыт), вызванного подачей на вход отрицательного импульса. Длительность временно устойчи-

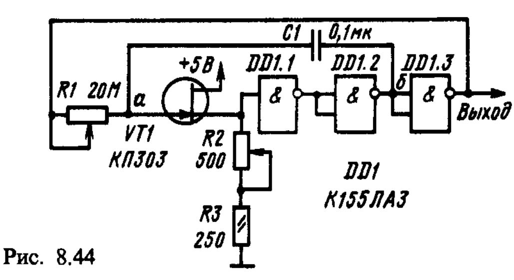


Рис. 8.44

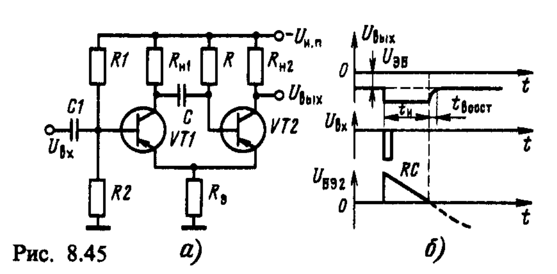


Рис. 8.45

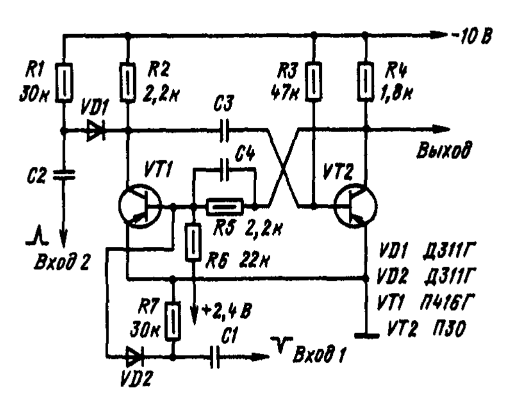


Рис. 8.46

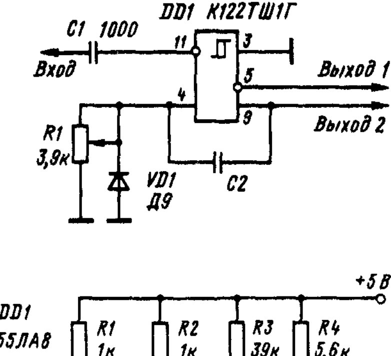


Рис. 8.47

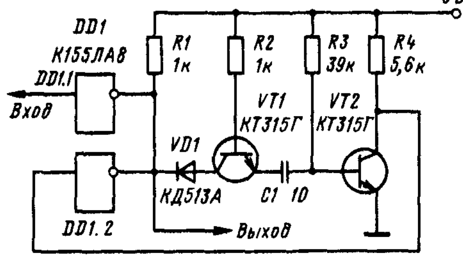


Рис. 8.48

вого состояния обычно много больше длительности входного импульса. Исходное устойчивое состояние достигается таким выбором сопротивлений резисторов R1, R2, $R_э$, что напряжение $U_{ЭБ}$ транзистора VT1 оказывается положительным.

При подаче короткого отрицательного импульса на вход (рис. 8.45, *б*) транзистор VT1 открывается и напряжение конденсатора оказывается приложенным положительным полюсом к базе транзистора VT2, что приводит к его закрыванию. Транзистор остается закрытым до тех пор, пока напряжение на его базе не уменьшится вследствие разряда конденсатора C по цепи RC до $-U_{ЭБ}$.

Время восстановления цепи должно быть меньше интервала между импульсами, т.е. $t_{восст} < T = (4\ldots5)C(R_{к1} + R_э)$.

На рис. 8.46 приведена схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями, предназначенного для формирования прямоугольных импульсов длительностью от 10 до 2500 мкс. Запуск мультивибратора осуществляется отрицательным импульсом по входу 1, открывающим транзистор VT1, или положительным импульсом по входу 2, закрывающим транзистор VT2. Амплитуда входного импульса +3 или −2,5 В, длительность – не менее 0,3 мкс. Амплитуда выходных импульсов – не менее 7 В.

Длительность выходных импульсов и максимальная частота следования входных импульсов зависят от параметров элементов, которые приведены в табл. 8.4.

Таблица 8.4. **Параметры элементов ждущего мультивибратора**

Емкость конденсатора, пФ				Длительность импульса, мкс	Максимальная частота следования импульсов, кГц
C1	C2	C3	C4		
100	270	390	56	10	20
180	150	1 600	150	50	10
180	130	3 300	150	100	5
200	130	22 000	200	500	1
200	130	100 000	200	2 500	0,2

На рис. 8.47 приведена схема ждущего мультивибратора на микросхеме К1ТШ221Г. Запускается мультивибратор импульсами положительной полярности длительностью 1...10 мкс и амплитудой 2...7 В. При изменении емкости конденсатора C2 от 3000 пФ до 500 мкФ длительность выходного импульса изменяется от 10 мкс до 10 с. Переменный резистор R1 позволяет плавно регулировать длительность выходных импульсов. С выхода 1 снимают импульсы положительной полярности амплитудой 6 В, с выхода 2 – отрицательной полярности амплитудой 8 В.

На рис. 8.48 приведена схема одновибратора на микросхеме серии 155.

Одновибратор состоит из запускающего каскада (инвертор DD1.1, резистор R1), формирующего каскада (транзистор VT2, резистор R4, времязадающая цепь R3, C1), помехозащитного каскада (транзистор VT1, диод VD1, резистор R2) и цепи обратной связи (инвертор DD1.2).

Длительность выходного импульса определяется постоянной времени времязадающей цепи R3, C1, а время восстановления пропорционально сопротивлению резистора R2. При формировании среза выходного импульса диод VD1 закрывается, отключая от выхода одновибратора цепь зарядки конденсатора C1 (резистор R2, переходы база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2), что обеспечивает высокую крутизну спада.

Для указанных на схеме значений элементов устройство срабатывает от запускающего импульса длительностью 100 нс, длительность выходного импульса 28 мс, стабильность длительности $\leqslant 2\%$ при изменении напряжения питания на $\pm 10\%$.

На рис. 8.49 приведена схема формирователя прямоугольного импульса от перепада напряжения.

Формирователь импульсов состоит из инвер-

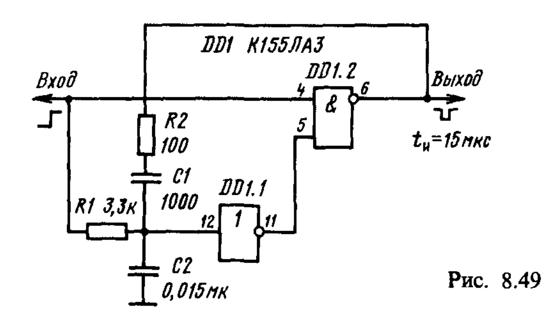


Рис. 8.49

тора DD1.1, RC интегратора R1, C2, элемента 2И–НЕ (см. далее), DD1.2 и цепи положительной обратной связи, содержащей последовательно соединенные резистор R2 и конденсатор C1.

При подаче на вход перепада напряжения положительной полярности на выходе элемента DD1.2 формируется отрицательный перепад напряжения. Конденсатор C2 через резистор R1 начинает заряжаться, и напряжение на входе инвертора DD1.1 плавно возрастать. При достижении порогового значения выходные напряжения инвертора DD1.1 и элемента DD1.2 начинают изменяться. Изменение напряжения на выходе элемента DD1.2 через цепь положительной обратной связи R2, C1 передается на вход инвертора DD1.1 и ускоряет процесс переключения инвертора DD1.1 и элемента DD1.2. Таким образом, процесс переключения происходит лавинообразно, резко увеличивая крутизну среза формируемого импульса.

При использовании микросхем серии К155 рекомендуемые значения сопротивления резисторов R1–3,3 кОм, R2–100 Ом. При этом длительность выходного импульса [мкс] ориентировочно определяется из соотношения

$t_и \approx C2$ (нФ).

Формирователь импульсов формирует импульсы с крутыми фронтами и срезами в широком диапазоне длительности выходных импульсов.

Схема простого формирователя импульсов на микросхеме серии 133 приведена на рис. 8.50. Устройство не предъявляет особых требований к длительности фронтов входного сигнала, так как содержит на входе дифференцирующие цепи.

В состав формирователя входит триггер на двух элементах И–НЕ DD1.1, DD1.2, интегрирующая RC-цепь, инвертор DD1.3. Формирователь работает следующим образом. Пусть длительность входного сигнала меньше заданной длительности, тогда после переключения триггера в единичное состояние входным сигналом на выходе элемента DD1.1 появляется напряжение высокого уровня, а на выходе элемента DD1.2 – напряжение низкого уровня. При этом начинается зарядка конденсатора C через резистор R.

При достижении на конденсаторе напряжения высокого уровня с выхода инвертора DD1.3 снимается напряжение низкого уровня, которое поступает на нулевой вход триггера, устанавливая его в нулевое состояние. С выхода элемента DD1.2 снимается импульс заданной длительности. Конденсатор после этого начинает разряжаться. По достижении на нем нулевого уровня для инвертора DD1.3 устройство возвращается в исходное состояние.

Длительность выходного сигнала определяется параметрами цепи RC и напряжением высокого уровня инвертора DD1.3. В таблице приведены емкости конденсаторов и соответствующие им длительности импульсов при R = 430 Ом.

С, мкФ	$0{,}24\cdot10^{-3}$	$1{,}5\cdot10^{-3}$	0,04	6,8	47	100
t, мкс	0,05	0,2	2	80	200	650

Усилители постоянного тока. Усилители постоянного тока часто используются для усиления сигнала датчика до значения, необходимого для дальнейшего преобразования сигнала. На рис. 8.51 приведены схемы высокочувствительных усилителей на микросхемах К1УТ401А и К1УТ401Б, которые могут усиливать сигнал, например, от

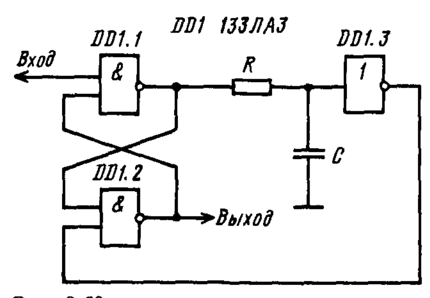
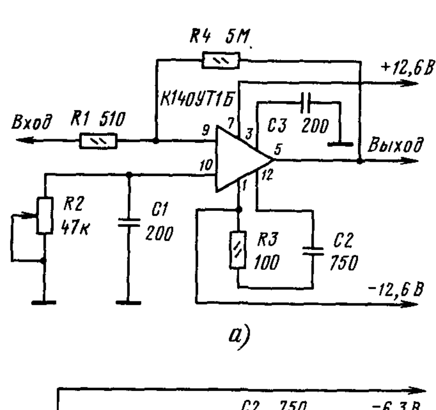


Рис. 8.50



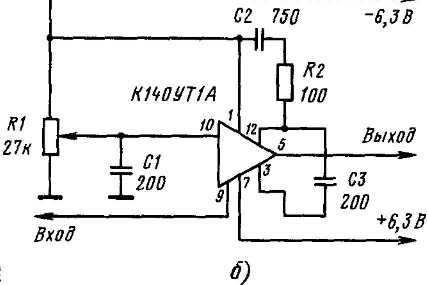


Рис. 8.51

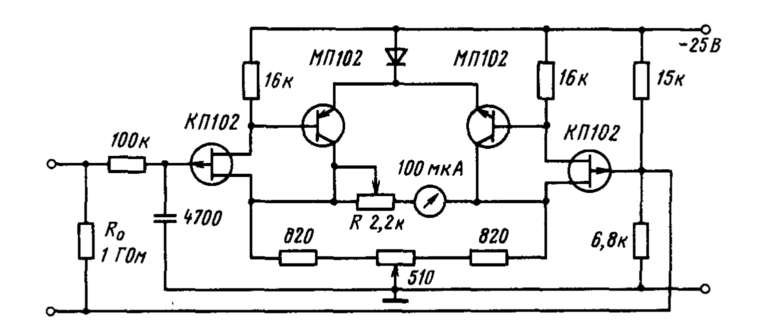


Рис. 8.52

фотодиода, термопары и других чувствительных элементов.

Для усилителя на рис. 8.51, *а* $I_{вх} = 8$ мкА; $K_{ус} = 2000\ldots10\,500$; $U_{вых} = +8\ldots-6{,}3$ В; $R_н \geqslant 700$ Ом. Для усилителя на рис. 8.51, *б* $I_{вх} = 5$ мкА; $U_{вых} = +3{,}5\ldots3$ В; $R_н = 700$ Ом.

На рис. 8.52 приведена схема электрометрического усилителя постоянного тока с высоким входным сопротивлением и чувствительностью по входному току 10^{-12} А. Здесь использован полевой транзистор КП102 и балансный усилитель на транзисторах МП102. С помощью резистора R = 1...2 кОм ток индикатора А регулируется так, чтобы полное отклонение стрелки индикатора (100 мкА) соответствовало входному напряжению 100 мВ.

Эмиттерные повторители. Эмиттерным повторителем называется транзисторный усилитель, в котором сопротивление нагрузки включено в цепь эмиттера (рис. 8.53). Такой усилитель отличается высоким входным и малым выходным сопротивлениями, а также малой входной емкостью. Эмиттерный повторитель может передавать без искажений широкую полосу частот — от нескольких герц до нескольких мегагерц. Входное сопротивление повторителя тем выше, чем больше коэффициент усиления транзистора $h_{21э}$. Обычно входное сопротивление эмиттерного повторителя 40...50 кОм. Для еще большего повышения входного сопротивления каскада используют составные транзисторы (рис. 8.54, *а*). Влияние второго каскада заключается в увеличении общего коэффициента передачи тока, который теперь равен $h_{21э} = h_{21э1}h_{21э2}$.

На рис. 8.54, *б* показано, каким образом изменяются коллекторные характеристики.

На рис. 8.55 приведена схема эмиттерного повторителя на составных транзисторах.

Аналогично эмиттерному повторителю на полевом транзисторе можно выполнить истоковый повторитель. Схема такого повторителя приведена на рис. 8.56. Здесь полевой транзистор использован для контроля напряжения на конденсаторе. Через смещенный в обратном направлении входной переход полевого транзистора протекает ток порядка 10^{-9} А. Такой небольшой ток оказывает существенно меньшее влияние на зарядку конденсатора по сравнению со смещенным в прямом направлении переходом биполяр-

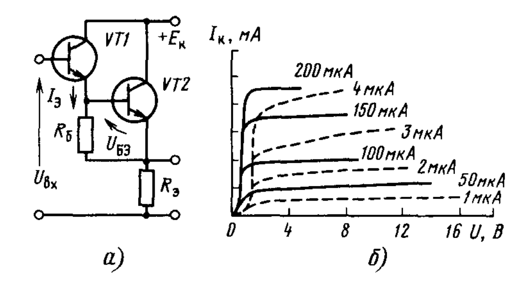


Рис. 8.54

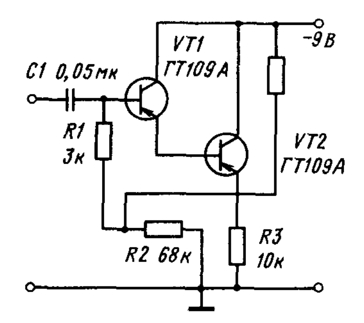


Рис. 8.55

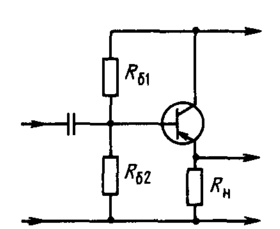


Рис. 8.53

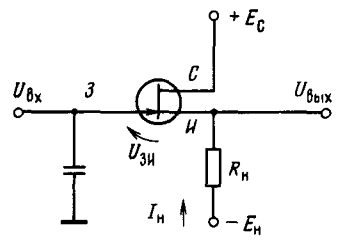


Рис. 8.56

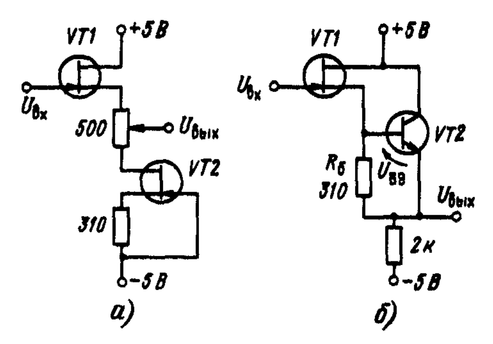


Рис. 8.57

ного транзистора. На рис. 8.57, *а*, *б* приведены схемы истоковых повторителей с большим входным сопротивлением.

8.5. АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

Усилители

Предварительный усилитель. Предназначен для усиления сигналов, например, поступающих от пьезоэлектрического датчика (микрофона, гидрофона, акселерометра), до уровня, обеспечивающего надежную передачу их на вход основной аппаратуры.

Усилитель (рис. 8.58) выполнен по схеме усилителя зарядки на микросхеме DA1 и двух транзисторах VT1 и VT2. Микросхема DA1 представляет собой двухкаскадный усилитель на полевых транзисторах, что обеспечивает высокое входное сопротивление устройства. Каскад на транзисторе VT1 собран по схеме ОБ. На выходе усилителя включен эмиттерный повторитель на транзисторе VT2. Параметрический стабилизатор на стабилитроне VD1 обеспечивает развязку питающего напряжения. Коэффициент передачи усилителя K определяется соотношением емкости датчика $С_д$ и емкости конденсатора обратной связи C3. Так, для $С_д$ = 1000 пФ и C3 = 20 пФ K = 50. Требуемый коэффициент передачи устанавливается выбором емкости конденсатора C3.

Использование усилителя зарядки значительно уменьшает влияние емкости кабеля, которым датчик подключается к усилителю. Усилитель соединяется с комплектом основной аппаратуры посредством одного коаксиального или одножильного экранированного кабеля. При этом токоведущая жила кабеля одновременно используется и для передачи сигнала, и для подачи на усилитель постоянного тока питающего напряжения. Такое схемное и конструктивное решение особенно удобно при многоканальных измерениях и разных длинах входных кабелей.

Переключатель SA1, расположенный на корпусе усилителя, позволяет устанавливать одно из двух возможных входных сопротивлений: в положении А – не менее 200 МОм, в положении В – не менее 47 МОм. Коэффициент передачи усилителя 20...100; диапазон рабочих частот 20 Гц...20 кГц. В положении А переключателя SA1 неравномерность частотной характеристики не более ±1 дБ, в положении В обеспечивается затухание 6 дБ на октаву. Максимальное выходное напряжение усилителя – 0,5 В; коэффициент нелинейных искажений не более 1%; выходное сопротивление не более 500 Ом; уровень шумов, приведенный ко входу и измеренный при подключении эквивалентной емкости 1000 пФ в рабочей полосе частот, не более 10 мкВ; изменение коэффициента передачи при изменении температуры окружающей среды в пределах 20...40°С не более ±1%; напряжение питания – 27 В; потребляемый ток не более 16 мА. Усилитель размещается в корпусе с размерами 188 × 50 × 66 мм.

Усилитель сигнала фотодиода. Предназначен для усиления и последующего преобразования сигнала с расчетом на использование с микросхемами серии 133.

Схема УСФ приведена на рис. 8.59. Первый каскад собран на операционном усилителе DD1. Усилитель охвачен положительной (R6) и отрицательной (C2) обратной связью. Такая обратная связь обеспечивает большой коэффициент усиления и предохраняет усилитель от самовозбуждения. Этот каскад из входного сигнала колоколообразной формы формирует прямоугольные им-

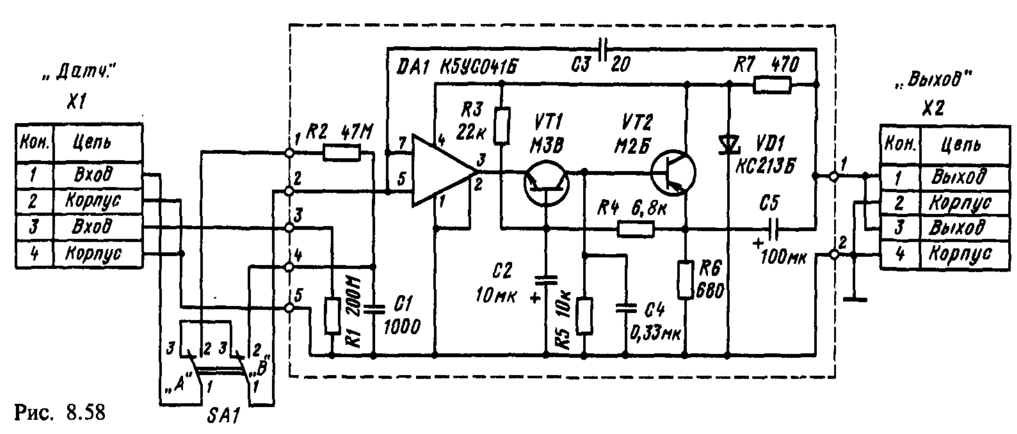


Рис. 8.58

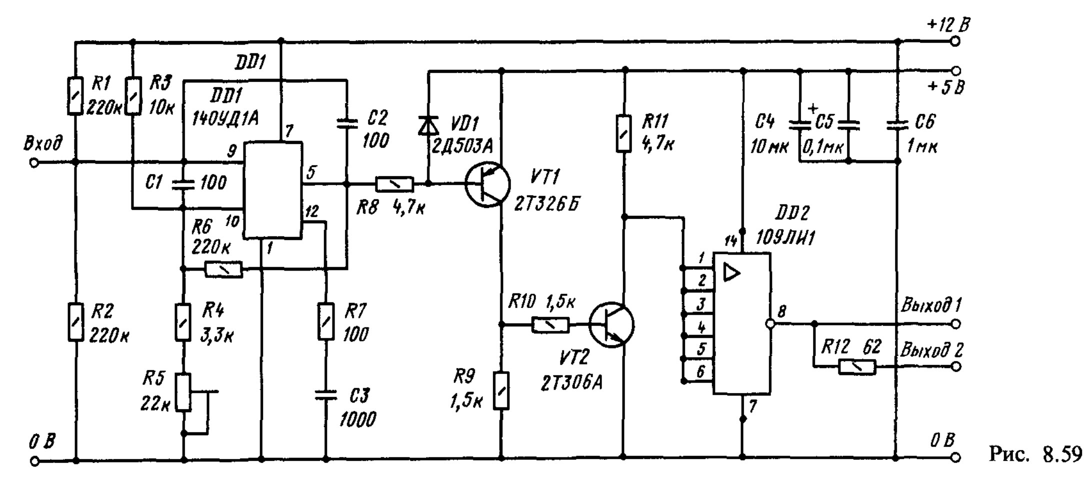


Рис. 8.59

пульсы. Переменный резистор R5 служит для компенсации темнового тока фотодиода. Корректирующая цепь R7, C3 подавляет помехи высокой частоты. Каскады, собранные на транзисторах VT1 и VT2, формируют импульсы с уровнями, необходимыми для микросхем серии 133. В выходном каскаде применена микросхема DD2, к которой непосредственно через согласованный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом и длиной до 30 м подключаются входы микросхем серии 133. Для непосредственного подключения микросхем и через кабель с параллельным согласованием служит выход 1, а через кабель с последовательным согласованием – выход 2.

Усилитель имеет следующие основные характеристики: световой ток – 9...30 мкА; темновой ток – 4...20 мкА; частота входного сигнала – 0...1 кГц; нижний уровень выходных напряжений – 0,4 В, верхний – 2,4 В; длительность фронтов выходного сигнала – 0,2 мкс.

Устройства дистанционного управления

Термометр на терморезисторе. Предназначен для измерения температуры в диапазоне 0...+60°С с погрешностью ±1°С (рис.8.60).

В качестве термодатчика R12 в термометре использован кремниевый монокристаллический терморезистор, разработанный на базе однопереходных транзисторов КТ117 (обозначение КТ117Д – условное). Терморезистор имеет номинальное сопротивление 10 кОм (±20%) при температуре 25°С и положительный ТКС 0,5...0,7%/К при температурах −50...+90°С. Положительный знак ТКС сохраняется до 130...150°С. Такой терморезистор по сравнению с поликристаллическими терморезисторами имеет более высокую стабильность и линейность температурной характеристики, а по сравнению с проволочными – большее сопротивление при малых размерах.

Термометр собран на микромощных операционных усилителях DA1, DA2. На микросхеме DA1 реализован стабилизатор образцового напряжения. Опорное низковольтное напряжение задает светодиод VD1. При токе через него 0,1 мА прямое падение напряжения составляет 1,7 В. Диод VD2 компенсирует изменения выходного напряжения стабилизатора в зависимости от температуры окружающей среды.

Терморезистор R12 включен в цепь ООС микросхемы DA2. Следовательно, ток через него поддерживается постоянным и определяется напряжением, снимаемым с делителя R5, R6, а

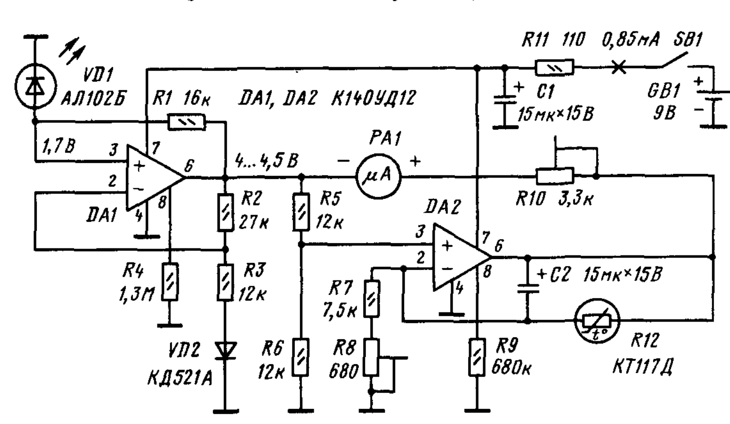


Рис. 8.60

также сопротивлением резисторов R7 и R8. Выходное напряжение микросхемы DA2 линейно зависит от температуры, поэтому по шкале прибора можно непосредственно отсчитывать температуру в градусах.

Резистор R11 предохраняет термометр от выхода из строя при неправильном подключении источника питания.

В термометре применен микроамперметр М2003 с током полного отклонения стрелки 100 мкА. Диодом VD2 может служить любой кремниевый диод. Терморезистор КТ117Д может заменить однопереходными транзисторами КТ117А–КТ117Г, причем транзисторы с буквами В и Г предпочтительнее, так как они имеют большее сопротивление. При этом базу 1 транзистора соединяют с выводом эмиттера и выводом 2 микросхемы DA2, а базу 2, подключенную к корпусу,–с выходом (вывод 6) микросхемы DA2.

При налаживании прибора терморезистор помещают в среду с минимальной требуемой температурой, соответствующей начальной отметке шкалы. Подстроечным резистором R8 устанавливают стрелку прибора PA1 на эту отметку. Затем терморезистор помещают в среду с максимальной температурой, соответствующей конечной отметке шкалы. Подстроечным резистором R10 добиваются отклонения стрелки на конечную отметку шкалы. В зависимости от сопротивления конкретного экземпляра терморезистора и требуемого диапазона температуры может понадобиться уточнить номиналы резистора R7 и R10.

Термометр с диодиым термодатчиком. Схема простого электронного термометра с диодным термодатчиком показана на рис. 8.61. Прибор измеряет температуру в пределах 0...+50°С с погрешностью ±0,3°С. Через диод VD1 протекает прямой ток смещения, задаваемый резистором R1. Изменение напряжения на диоде измеряет вольтметр постоянного тока на микросхеме DA1. Генератор стабильного тока, выполненный на полевом транзисторе VT1, задает стабильное опорное напряжение около 0,5 В на резисторах R5 и R6, подключенных к другому входу вольтметра. Напряжение разбаланса регистрирует стрелочный индикатор P1.

Прибор питается от аккумуляторной батареи 7Д-0,1 и потребляет ток 5 мА.

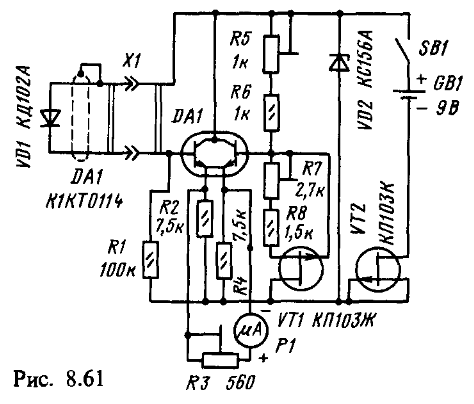


Рис. 8.61

Измерители влажности с емкостными датчиками. Емкость конденсатора зависит от диэлектрика, находящегося между его пластинами. На этой зависимости основаны емкостные датчики для измерения влажности различных материалов, уровней жидкости и сыпучих материалов, концентрации различных веществ в жидкостях и др.

Изменение емкости датчика можно определить либо измерением частоты генератора электрических колебаний, в котором емкость датчика служит частотно-зависимым элементом, либо измерением тока в цепи датчика. Для увеличения чувствительности измерителя при малых изменениях емкости датчика необходимо использовать генераторы с повышенными частотами и чувствительные измерительные приборы.

Схема измерителя с емкостным датчиком приведена на рис. 8.62. Устройство состоит из задающего генератора, выполненного по схеме мультивибратора, измерительной цепи, калибратора и датчика. Мультивибратор собран на транзисторах VT1 и VT2. Параллельно конденсатору С3 подключен емкостной датчик С1. Для установки на коллекторах транзисторов одинаковой длительности импульсов, при которой стрелка измерительного прибора не отклоняется, служит резистор R4.

Измерительная цепь содержит резисторы R1, R8, конденсаторы С2, С7 и измерительный прибор PA1.

Увеличение емкости датчика С1 приводит к увеличению длительности импульсов на коллекторе транзистора VT2, что, в свою очередь, приводит к повышению напряжения на конденсаторе С7. В этом случае ток проходит через измерительный прибор в направлении от резистора R8 к резистору R1. При уменьшении емкости датчика направление тока меняется. Транзистор VT3 включен по схеме эмиттерного повторителя и служит для усиления регулируемого тока.

Датчик состоит из двух пластин одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2...2,5 мм. Слой фольги удален от краев пластин на 3 мм. Со стороны фольги на пласти-

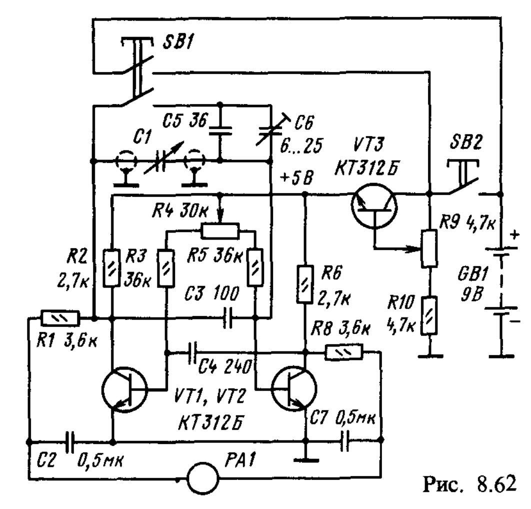


Рис. 8.62

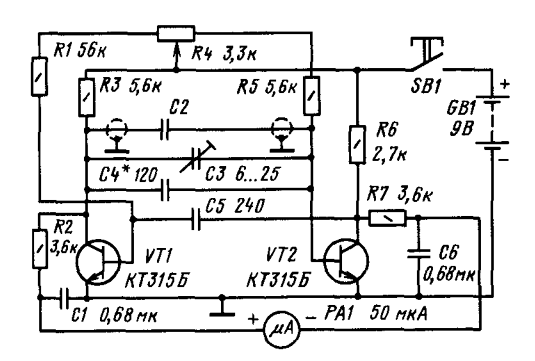


Рис. 8.63

ны наклеен стеклотекстолит толщиной 0,3...0,5 мм. С помощью двух крепежных металлических стоек пластины соединены между собой и с ручкой из изоляционного материала. К рабочим пластинам припаян двухжильный экранированный провод длиной около 1 м. Экран соединяют с корпусом устройства и надевают на него полихлорвинилхлоридную трубку. Емкость между проводами соединительного кабеля должна быть около 150 пФ.

С помощью такого датчика можно измерять влажность зерна до 40%. Емкость датчика (в зависимости от вида зерна) при максимальной влажности увеличивается на 20...40 пФ.

Измеритель влажности хлопка. Измеритель (рис. 8.63) состоит из мультивибратора на транзисторах VT1 и VT2, генерирующего колебания ВЧ, и стрелочного индикатора PA1, включенного между коллекторами транзисторов через фильтрующие RC цепи.

Отклонение стрелки индикатора зависит от длительностей импульсов плеч мультивибратора, а они определяются емкостями конденсаторов обратной связи (C2–C5) и положением движка переменного резистора R4, которым стрелку индикатора устанавливают на условный нуль отсчета.

Порцию хлопка (100 г) помещают в измерительный отсек корпуса прибора, изготовленного из изоляционного материала. К крышке и дну отсека прикреплены металлические пластины – это конденсатор C2. В зависимости от влажности хлопка изменится первоначальная емкость конденсатора, и стрелка индикатора отклонится, указав процентное содержание влаги в хлопке.

Измерения ведут при нажатой кнопке SB1. Периодически перед измерением устанавливают переменным резистором и подстроечным конденсатором C3 стрелку конденсатора на нулевую отметку шкалы.

Транзисторы желательно устанавливать с одинаковыми или возможно близкими параметрами. Индикатором служит микроамперметр с током полного отклонения стрелки 50 мкА. Источник питания – батарея «Крона».

Регулирующие устройства

Тринисторный светорегулятор. Светорегулятор предназначен для плавного изменения яркости лампы или ламп освещения общей мощностью до 100 Вт (рис. 8.64).

Регулирующим элементом является тринистор VD2, управляемый фазоимпульсным способом, когда на управляющий электрод тринистора подаются импульсы открывающего напряжения, сдвинутые по фазе относительно напряжения на аноде тринистора.

Фазосдвигающая цепь включает в себя конденсатор C2 и переменный резистор R4. Питается она от параметрического стабилизатора, состоящего из балластного резистора R1 и последовательно соединенных стабилитронов VD3, VD4. Продолжительность зарядки конденсатора до напряжения, при котором открывается аналог однопереходного транзистора (на транзисторах VT1 и VT2) и вслед за ним – тринистор VD2, зависит от сопротивления переменного резистора, установленного перемещением его движка. Продолжительность зарядки будет наибольшей при крайнем левом по схеме положении движка и наименьшей, когда движок установлен в крайнее правое положение. Соответственно изменяется и сдвиг фазы, а следовательно, и яркость лампы HL1, включенной в разъем X2 светорегулятора, – она будет уменьшаться при перемещении движка резистора из крайнего правого положения в левое.

Конденсатор C1, шунтирующий диодный мост, снижает уровень радиопомех, создаваемых работающим светорегулятором.

Постоянные резисторы – МЛТ-2 (R1) и МЛТ-0,5 (остальные), переменный – любого типа, совмещенный с выключателем SB1. Конденсаторы – МБМ, C1 – на номинальное напряжение 750 В, C2 – на 160 В. Тринистор может быть КУ202К – КУ202Н. Вместо указанных на схеме стабилитронов подойдут Д813, транзистор П307 можно заменить на МП111Б, а МП114 – на МП115 или на другие аналогичные по параметрам кремниевые транзисторы. При использовании более мощной лампы HL1 нужно установить вместо

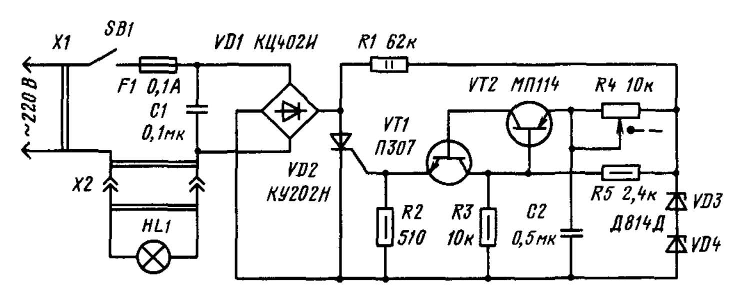


Рис. 8.64

диодного моста диоды КД202И–КД202Р или подобные, рассчитанные на соответствующий выпрямленный ток и обратное напряжение. Диоды желательно закрепить на радиаторах.

Пределы изменения яркости лампы можно установить во время налаживания устройства подбором резистора R5; от него зависит напряжение смещения на базе транзистора VT2, а следовательно, и напряжение открывания однопереходного транзистора. Резистор подбирают так, чтобы в крайнем левом положении движка переменного резистора была нужная минимальная яркость лампы.

8.6. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

Реле времени на полевом и биполярном транзисторах. На рис. 8.65 изображена схема реле времени на полевом и биполярном транзисторах. При общем сопротивлении резисторов R2 и R3, равном 1 МОм, максимальное время выдержки составляет 50 с. Нестабильность выдержки времени – не хуже 5%.

На транзисторах VT1–VT3 собран одновибратор. В исходном состоянии транзисторы VT2 и VT3 открыты, а транзистор VT1 закрыт из-за падения напряжения на диоде VD2.

Если кратковременно нажать на кнопку SB1, то транзистор VT3 закроется, а VT1 откроется. К затвору полевого транзистора VT2 будет приложено напряжение, имеющееся на конденсаторе C1, и транзистор закроется. В таком состоянии транзисторы будут находиться до тех пор, пока конденсатор C1 не разрядится настолько, что транзистор VT2 откроется и одновибратор возвратится в исходное состояние. При открывании транзистора VT1 срабатывает реле K1 и замыкает свои контакты K1.1.

Рис. 8.65

Вместо транзистора КП201А можно использовать КП103 с любым буквенным индексом. В устройстве применено реле K1–РЭС-42 (паспорт РС4. 569. 151П2).

Реле времени, схема которого показана на рис. 8.66, позволяет устанавливать выдержки времени 1...60 с или 1...60 мин. Нестабильность выдержки времени составляет около 5%.

Устройство содержит блок питания, времязадающий узел и двухкаскадный усилитель на транзисторах VT1 и VT2.

Блок питания выполнен по бестрансформаторной схеме на диодах VD1–VD4 и стабилитроне VD5. Времязадающий узел включает в себя конденсаторы C3 и C4, переключатель SB2, резисторы R4 и R5, диод VD7 и стабилитрон VD6. В исходном состоянии конденсаторы разряжены, транзистор VT1 открыт, а VT2 закрыт, реле K1 обесточено. При нажатии на кнопку SB1 быстро заряжается конденсатор C3 (или C4, в зависимости от положения переключателя SB2) через диод VD7 до напряжения источника питания. После отпускания кнопки конденсатор начинает разряжаться через резисторы R4, R5 и обратное сопротивление диода VD7. Положительное напряжение с конденсатора через стабилитрон VD6 прикладывается к затвору транзистора VT1 и закрывает его. Транзистор VT2 открывается, срабатывает реле K1. Когда конденсатор C3 (или C4) разрядится до напряжения стабилизации стабилитрона VD6, транзистор VT1 откроется, а VT2 закроется и реле K1 возвратится в исходное состояние.

В реле времени могут быть использованы транзисторы КП102 и КП103 (VT1) и ГТ403 (VT2) с любым буквенным индексом. Диод VD7 должен быть подобран с максимальным обратным сопротивлением. Реле K1–РЭС-10 (паспорт РС4.524.303П2) или РЭС-22 (паспорт РФ4.500.129П2). Диоды VD8 и VD9 включены последовательно (на схеме показан один).

Реле времени на тиристоре. Получение длительных (до 30 мин) выдержек времени вызывает определенные трудности. Схема реле времени, обеспечивающего такие выдержки при нестабильности не более 10%, приведена на рис. 8.67. Ток, потребляемый этим устройством, – не более 50 мА.

Времязадающая цепь реле состоит из конденсатора C1 и резисторов R1–R5. После замыкания контактов выключателя SB2 конденсатор C1 постепенно заряжается через выбранные переключателем резисторы. При этом открывается транзистор VT1 и напряжение на резисторе R7

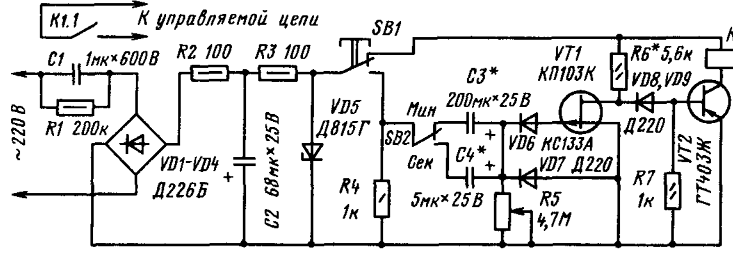


Рис. 8.66

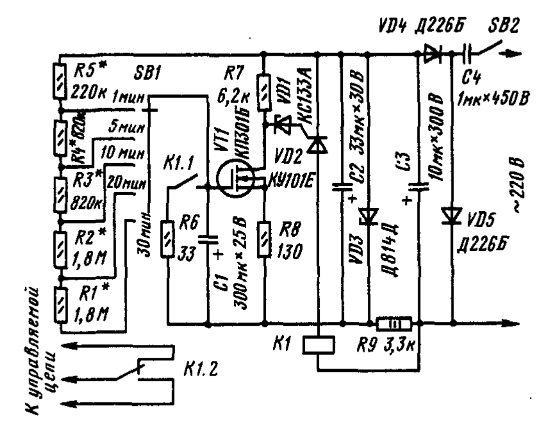


Рис. 8.67

растет до тех пор, пока не наступит пробой стабилнтрона VD1. Тринистор VD2 открывается, срабатывает реле K1. Контактами K1.2 реле управляет нагрузкой, а контактами K1.1 шунтирует через резистор R6 конденсатор C1, подготавливая устройство к следующему циклу работы.

Конденсатор C4, диоды VD4 и VD5, стабилитрон VD3, резистор R9 и конденсаторы C2, C3 образуют выпрямитель-стабилизатор, обеспечивающий напряжение 11 ... 14 В, необходимое для питания реле времени.

В устройстве применено реле РЭС-22 (паспорт РФ4.500.131П2). Вместо тринистора КУ101Е можно применять КУ103А и КУ103Г.

Реле времени на операционном усилителе. Схема такого реле времени изображена на рис. 8.68. Оно обеспечивает выдержку времени в диапазоне от 0 до 1000 с, разбитом на пять поддиапазонов с верхними пределами 10, 30, 100, 300 и 1000 с. В исходном состоянии реле K1 обесточено, и контакты K1.2 реле разомкнуты. На входе интегратора DA1 и на выходе, а следовательно, на неинвертируемом входе 3 компаратора DA2 напряжение равно нулю. На инвертирующий вход 2 компаратора с переменного резистора R18 поступает опорное напряжение, от значения которого зависит время выдержки. Напряжение на выходе компаратора DA2 близко к +12 В. Оно открывает транзистор VT2, управляющий реле K1, но реле по-прежнему выключено.

При нажатии на кнопку SB4 «Пуск» реле K1 срабатывает и блокирует контактами K12 кнопку SB4. Начинается отсчет времени. Напряжение +12 В со стабилизатора на транзисторе VT2 подано на делитель R1, R2, определяющий входное напряжение на интеграторе DA1. Поддиапазоны выдержки, задаваемые конденсатором C2 и цепями резисторов R3–P12, устанавливают переключателем SB1.

Когда выходное напряжение интегратора превысит опорное напряжение на значение порогового напряжения компаратора, равного нескольким милливольтам, напряжение на его выходе станет отрицательным и близким к −12 В. При этом транзистор VT2 закрывается, и реле K1 обесточивается; отсчет времени окончен. Для уменьшения времени подготовки к следующей выдержке конденсатор C2 разряжается через резистор R15 и контакты K1.1 реле.

Так как напряжение на выходе интегратора изменяется линейно, то необходимую выдержку устанавливают по шкале прибора PA1 в положении «Установка» переключателя SB2. В положении «Отсчет» переключателя контролируют выдержку времени. Отсчет времени может быть

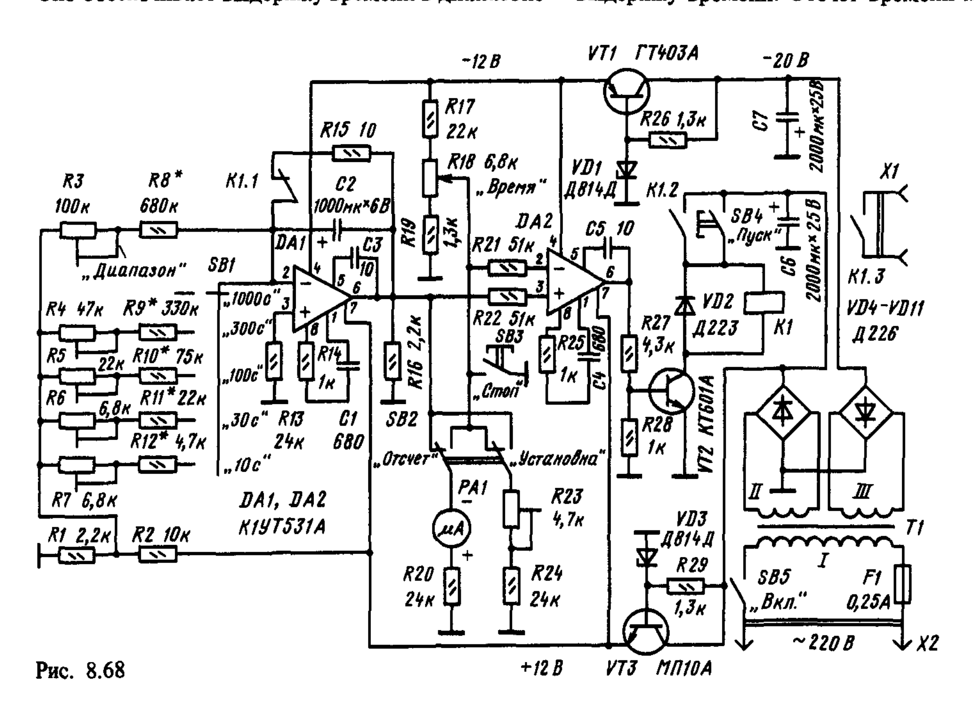


Рис. 8.68

в любой момент прекращен нажатием на кнопку SB3 «Стоп». В процессе отсчета можно также изменять установленную выдержку времени в любую сторону резистором R18.

В устройстве использованы реле РЭС-22 (паспорт РФ4.500.131), кнопки КМ1 (SB3 и SB4), тумблер МТ3 (SB2), переключатель 5П2НПМ (SB1). Микроамперметр PA1–M24 с током полного отклонения 100 мкА и сопротивлением рамки 740 Ом.

Трансформатор T1 выполнен на магнитопроводе Ш16 × 20. Обмотка I содержит 2200 витков провода ПЭВ-2 0,24, а II и III – по 160 витков провода ПЭВ-2 0,42.

Шкалу прибора PA1 калибруют, начиная с поддиапазона с верхним пределом 1000 с. Переключатель SB2 устанавливают в положение «Установка» и, вращая движок резистора R18 «Время», добиваются отклонения стрелки прибора PA1 на последнюю отметку шкалы. Затем нажимают на кнопку SB4 «Пуск» и измеряют секундомером времени выдержки. Подбирая резистор R8 и регулируя сопротивление резистора R3, добиваются, чтобы время выдержки составляло 1000 с. Аналогичным образом калибруют шкалы и на других поддиапазонах.

Таймер. Длительность выдержки таймера (рис. 8.69) устанавливают в пределах от 1 до 90 мин переключателями SB2 и SB3.

Таймер состоит из реле времени, выполненного на элементе DD1.1, генератора на элементах DD1.2 и DD1.3, инвертора на элементе DD1.4, усилителя на транзисторе VT1 и головного телефона BA1.

Для пуска таймера нажимают кнопку SB1, давая возможность разрядиться конденсатору C1 (и C2, если он подключен выключателем SB2). После отпускания кнопки конденсатор начинает заряжаться через резистор R2 или цепь из последовательно соединенных резисторов R2–R12; это зависит от положения подвижного контакта переключателя SB3. Как только напряжение на входах элемента DD1.1 достигнет порога переключения, на выходе элемента появится напряжение высокого уровня (логическая 1) и генератор включится. Его колебания частотой около 1000 Гц поступят через инвертор и усилитель на головной телефон, являющийся звуковым индикатором. Усилитель нужен для согласования нагрузки (телефона B1) с выходом инвертора. В отсутствие колебаний транзистор находится в закрытом состоянии. Этим обеспечивается высокая экономичность таймера; в режиме ожидания он потребляет ток не более 0,5 мА.

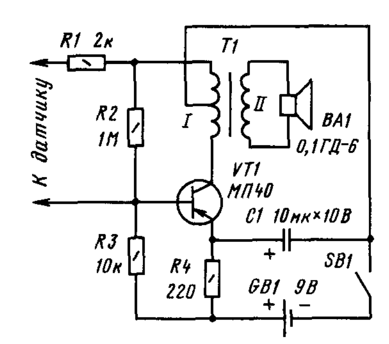


Рис. 8.70

В таймере использованы резисторы МЛТ-0,125, конденсаторы C1, C2–К53-14 (C2 составлен из шести параллельно соединенных конденсаторов), C3–КЛС.

Реле уровня. Прибор (рис. 8.70) состоит из генератора НЧ, собранного на транзисторе VT1 с трансформатором T1, и выносного датчика из двух пластин с резиновой присоской. С помощью присоски датчик можно укрепить в ванне, в баке или другом резервуаре, уровень воды в котором не должен превышать заданного. Пока вода не доходит до датчика, напряжения смещения на базе транзистора, снимаемого с делителя R2, R3, недостаточно для открывания транзистора. Как только вода дойдет до датчика, параллельно резистору R2 окажется включенным резистор R1 и напряжение на базе транзистора резко увеличится. Транзистор откроется, и из головки послышится звуковой сигнал.

8.7. СИГНАЛИЗАТОРЫ И ИНДИКАТОРЫ

Фотореле. Фотореле, приведенное на рис. 8.71, обладает высокой чувствительностью благодаря использованию операционного усилителя DA1. Светочувствительный элемент VT1 изготовлен из транзистора П304. Для этого у него срезают верхнюю плоскую часть корпуса и закрывают прозрачной крышкой из стекла или пластмассы.

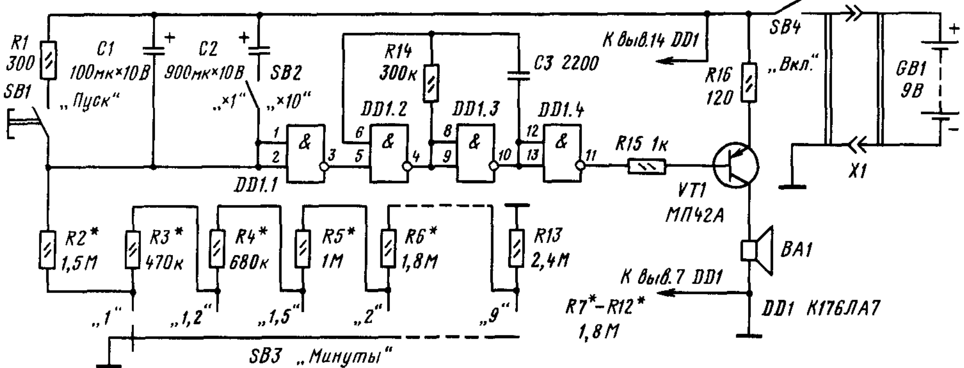


Рис. 8.69

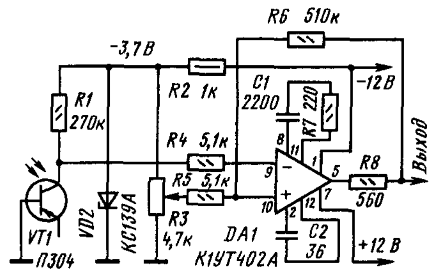


Рис. 8.71

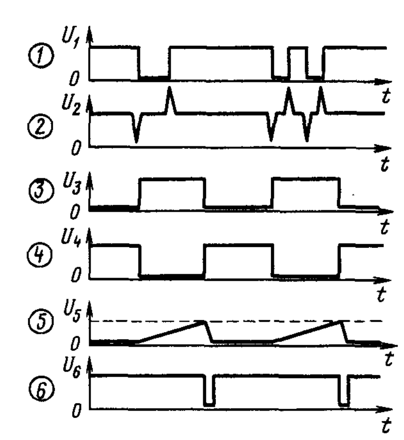


Рис. 8.73

Фотореле представляет собой компаратор (пороговое устройство). Порог срабатывания устанавливают подбором напряжения на неинвертирующем входе 10 операционного усилителя.

В исходном состоянии при затемненном фотоэлементе потенциал на инвертирующем входе 9 операционного усилителя ниже, чем на входе 10; при этом на выходе устройства напряжение положительно.

Если фоторезистор VT1 осветить, его сопротивление уменьшается и, как только напряжение на входе 9 усилителя станет меньше, чем на входе 10, выходное напряжение благодаря действию ПОС лавинообразно изменится до некоторого отрицательного значения. При затемнении фоторезистора реле вернется в исходное состояние.

Чувствительность фотореле можно регулировать переменным резистором R3. Напряжения, указанные на схеме, соответствуют темновому режиму работы. Фотореле может быть использовано в аппаратуре контроля и автоматики, в различных радиолюбительских устройствах.

Электронный шагомер. В электронном шагомере десятки пройденных шагов отображаются на четырехразрядном цифровом табло. Питается прибор от батареи «Крона» или аккумулятора 7Д-0,1. В режиме покоя он потребляет ток 3 мкА, при ходьбе – 0,15 мА, при включении индикации 40 мА.

Принципиальная схема шагомера изображена на рис. 8.72. Он состоит из герконового датчика SB1, формирователя импульсов (микросхема DD1) – одновибратора на базе RS триггера, счетчиков DD2–DD6, светодиодных индикаторов HL1–HL4 и источника питания. На рис. 8.73 приведена временна́я диаграмма работы. В исходном состоянии на выводе 3 DD1 напряжение низкого логического уровня.

Во время бега или ходьбы постоянный магнит датчика совершает колебательные движения вдоль оси геркона SB1 и его контакты замыкаются. При этом короткий «отрицательный» импульс с дифференцирующей цепи R1, C1, R2 (она исключает генерирование импульсов, если по каким-либо причинам геркон будет постоянно замкнут), поступающий на вывод 1 DD1.1, переключает RS триггер на DD1.1, DD1.4. С выхода DD1.4 напряжение низкого уровня через инвертор DD1.2 подается на времязадающую цепь R3, C2, начинается заряд ее конденсатора C2. Как только напряжение на нем достигнет порога срабатывания элемента DD1.3, на его выходе появится напряжение низкого логического уровня и RS триггер возвратится в исходное состояние. Длительность генерируемого импульса несколько больше времени затухания колебаний постоянного магнита.

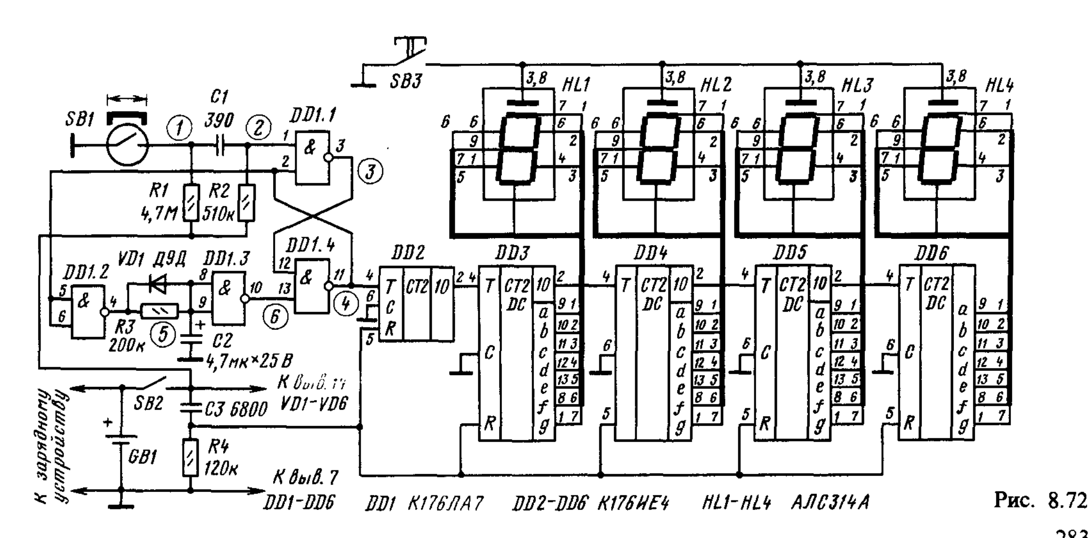


Рис. 8.72

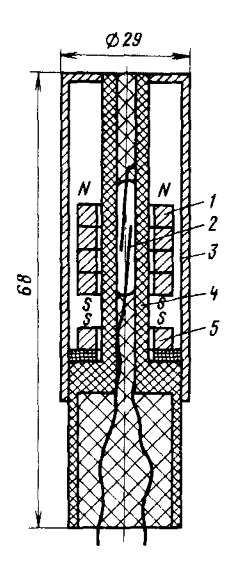


Рис. 8.74

Рис. 8.75

Импульсы, сформированные микросхемой DD1, подсчитываются счетчиками DD2–DD6. Их состояние дешифруется и отображается (при замкнутых контактах кнопки SB3) светодиодными индикаторами HL1–HL4.

Установка счетчиков в нулевое состояние происходит одновременно с включением питания выключателем SB2.

Конструкция датчика приведена на рис. 8.74. Датчик изготовлен из кнопки КПМ-9-3. Пластмассовый стержень 4, внутри которого установлен геркон 2, заключен в алюминиевый кожух 3. В нижней части стержня закреплен кольцевой магнит 5. Над ним в подвешенном состоянии удерживается блок кольцевых магнитов 1, внутренний диаметр которых на 0,5 мм больше диаметра стержня. Изменяя положение магнита 5, необходимо добиться, чтобы в статическом положении шагомера геркон был разомкнут. При ходьбе или беге блок магнитов должен по инерции смещаться и вызывать замыкание геркона.

Шагомер рекомендуется носить так, чтобы датчик находился в вертикальном положении. Чтобы исключить ложные срабатывания при езде в тряском транспорте, устройство следует перевернуть индикаторной панелью вниз.

Индикаторы включают нажатием на край защитного стекла передней панели.

Сигнализатор уровня жидкости. Сигнализатор (рис. 8.75) состоит из генератора, выполненного иа микросхеме DD1, усилителя мощности на транзисторе VT3 и электронного ключа на транзисторах VT1, VT2. Датчик, подключаемый к разъему X1, состоит из двух металлических штырей, укрепленных на планке из изоляционного материала на расстоянии 20...30 мм друг от друга. Питание на автомат подается через штырьки 1, 2 разъема датчика.

Когда вода достигнет датчика, сопротивление между его штырями станет сравнительно небольшим и достаточным для открывания транзисторов VT1, VT2 ключа. Через них на усилитель мощности поступит напряжение питания, и в динамической головке раздастся звук.

Чувствительность автомата высокая: он срабатывает уже при сопротивлении между штырями датчика 500 кОм. Это необходимо для контроля уровня другой жидкости, обладающей большим сопротивлением по сравнению с водой.

Микросхему К155ЛА1 можно заменить на К155ЛА3, использовав только два ее элемента, но в этом случае придется подобрать резистор (уменьшить его сопротивление почти вдвое), чтобы напряжение между выводами 7 и 14 микросхемы составило примерно 5 В. Вместо транзисторов КТ315А подойдут другие кремниевые транзисторы структуры n-p-n; статический коэффициент передачи тока их должен быть более 20. Вместо транзистора КТ807А можно установить КТ807Б. Динамическая головка B1 – 0,1ГД-6 или другая малогабаритная головка мощностью до 0,25 Вт и сопротивлением звуковой катушки постоянному току 6...10 Ом.

Питается сигнализатор от источника напряжением 9 В (например, две батареи 3336Л, соединенные последовательно); потребляемый им ток в режиме ожидания не превышает 10 мА.

Акустическое реле. Датчиком автомата (рис. 8.76) является капсюль B1, например ТА-4 или от головных телефонов ТОН-2. Электрический сигнал, полученный в результате преобразования звукового, поступает с датчика на трехкаскадный усилитель, выполненный на транзисторах VT1–VT3, после усиления детектируется и в виде постоянного тока управляет электронным реле, собранным на транзисторе VT4. Срабатывает электромагнитное реле K1 и подает напряжение с заряженного конденсатора C6 иа базу транзистора VT4. При этом срабатывает реле K2 и подключает контактами K2.1 источник питания к базовой цепи транзистора VT4 (что равносильно самоблокировке реле K2), а контактами K2.2 – лампу-ночник HL2. Теперь после прекращения звукового сигнала контакты K1.1 разомкнутся и конденсатор C6 разрядится через R8 и R7.

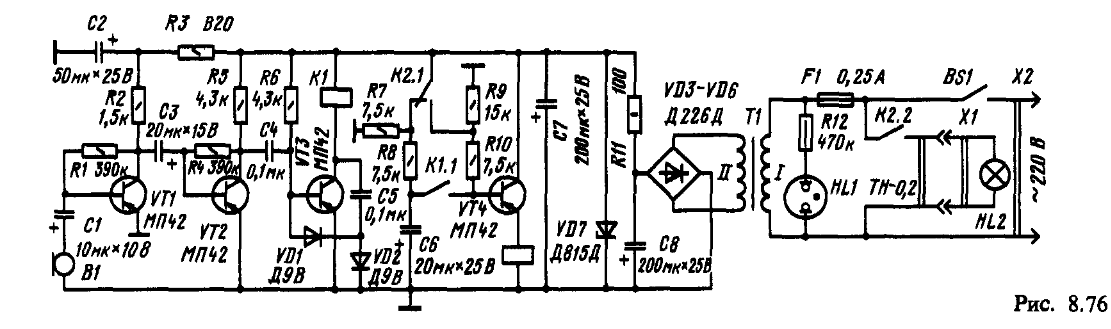


Рис. 8.76

Когда нужно погасить лампу, вновь подают звуковой сигнал, например хлопают в ладоши. Реле К1 срабатывает вновь, но теперь его контакты К1.1 подключают к базе транзистора VT4 разряженный конденсатор С6. Поскольку конденсатор в этот момент представляет небольшое сопротивление, он замыкает базу на общий провод и реле К2 отпускает, лампа-ночник выключается.

Питается автомат от сети переменного тока через понижающий трансформатор T1. К его вторичной обмотке подключен двухполупериодный выпрямитель на диодах VD3–VD6, после которого следует простейший стабилизатор на стабилитроне VD7. Сигнализатором включения автомата в сеть служит неоновая лампа HL1. Яркость ее свечеиия зависит от сопротивления резистора R12.

Транзисторы VT1–VT3 могут быть серий МП39–МП42 со статическим коэффициентом передачи тока не менее 30, VT4–ГТ403А, ГТ403Б. Диоды VD1, VD2–Д2, Д9 с любым буквенным индексом, VD3–VD7–любые из серий D226. Резисторы МЛТ-1 (R11), МЛТ-0,5 (R12) и МЛТ-0,25 (остальные). Конденсаторы С1–С3, С6–С8–К50-6; С4, С5–МБМ. Реле К1 и К2–РЭС-9, паспорт РС4.524.200 или другие, срабатывающие при напряжении не более 11 В. Если реле срабатывают при большем напряжении, приходится заменять стабилитрон Д815Д и Д815Е.

Трансформатор выполнен на магнитопроводе сечением 3,5 см^2. Обмотка I содержит 2580 витков провода ПЭВ-1 0,15, обмотка II–190 витков ПЭВ-1 0,3. Подойдет и готовый трансформатор небольшой мощности (не менее 5 Вт) с напряжением на вторичной обмотке 15...18 В.

На рис. 8.77 показано акустическое реле, выполненное на пяти транзисторах по несколько видоизмененной, по сравнению с предыдущей конструкцией, схеме. Сигнал с датчика–капсюля В1 подается на первый каскад усиления, собранный на составном транзисторе VT1 VT2. Нагрузкой каскада служит подстроечный резистор R2 (регулятор чувствительности). С его движка сигнал поступает на каскад, собранный на транзисторе VT3 и работающий аналогично такому же каскаду в предыдущей конструкции. Как только при появлении звукового сигнала сработает реле К1, его контакты К1.1 подключат к источнику питания зарядную цепь R4, С4. Конденсатор заряжается сравнительно быстро, но разряжается после размыкания контактов К1.1 значительно дольше, поддерживая на базе составного транзистора VT4 VT5 напряжение, необходимое для его открывания. Все это время через обмотку реле К2 протекает ток, а его замкнувшиеся контакты К2.1 подают напряжение питания на три мультивибратора, собранных на транзисторах VT6–VT7.

Нагрузками каждого мультивибратора служат пары последовательно соединенных ламп, окрашениых в разные цвета. К примеру, лампы HL1 и HL2 могут быть красными, HL3 и HL4–зелеными, HL5 и HL6–синими и т. д. Поскольку частота переключения мультивибраторов разная, вспышки ламп будут следовать независимо друг от друга и создавать впечатление сверкающего разными красками кристалла. Свечение ламп прекратится лишь через несколько секунд после окончания звукового сигнала.

Питается автомат от двух выпрямителей с разными выходными напряжениями: для акустического реле используется выпрямитель на диодах VD4–VD7 со сглаживающим кондеисатором С5, для мультивибраторов–на диодах VD8–VD11 с конденсатором С12.

Транзисторы акустического реле могут быть серий МП25, МП26, МП39–МП42 с коэффициентом передачи тока не менее 20. Транзисторы мультивибраторов более мощные–серий П213–П217 с возможно большим коэффициентом передачи тока. Диоды VD1, VD2–любые из серий Д2, Д9; VD3–VD11–любые из серий Д226, Д7. Электролитические конденсаторы–К50-6, С3–КЛС. Постоянные резисторы–МЛТ-0,25, подстроечные–СП3-1б. Лампы HL1–HL12–на напряжение 6,3 В и ток 0,15 А, но подойдут и такие же лампы на ток 0,28 А.

Электромагнитные реле–РЭС-10, паспорт РС4.524.305 (можно РС4.524.302). Трансформатор может быть как готовый, так и самодельный мощностью не менее 10 Вт. Обмотка II должна быть рассчитана на напряжение 19 В и ток 100 мА, обмотка III–на напряжение 10 В и ток 0,6 А.

Налаживание автомата начинают с установки подстроечными резисторами R6, R11, R16 частоты мультивибраторов при замкнутых контактах К2.1 реле К2. Добившись этой операцией наиболее разнообразного свечення ламп, переходят к налаживанию акустического реле (перемычку между выводами контактов К2.1 удаляют), подбором резистора R3 устанавливают нужный ток коллектора транзистора VT3, а подбором резистора R1–наибольшую чувствительность автомата. Затем подстроечным резистором R2 подбирают такую чувствительность, чтобы авто-

Рис. 8.77

мат срабатывал при заданном уровне звукового сигнала.

Переключатель светодиодных гирлянд. Каждая гирлянда состоит из четырех параллельно включенных светодиодов (рис. 8.78), причем светодиоды VD1–VD4 – красного свечения, VD5–VD8 – зеленого. Гирлянды светодиодов включены в эмиттерную цепь своего транзистора и совместно с резисторами R2 и R3 выполняют роль нагрузок эмиттерных повторителей. Базы транзисторов соединены с выходами инверторов (элементы DD1.3 и DD1.4).

Генератор импульсов, переключающий гирлянды, выполнен на элементах DD1.1 и DD1.2 по обычной схеме. Частота переключений зависит от емкости конденсатора обратной связи.

Электронный переключатель питается от любого источника напряжением 5В. Чтобы пере-

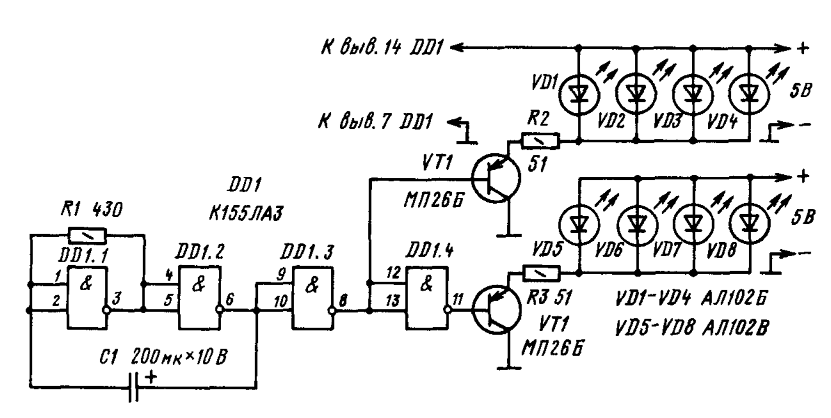


Рис. 8.78

ключатель был малогабаритным, удобно использовать в качестве источника, например, последовательно соединенные элементы 332, 316. Тогда детали переключателя уместятся в корпусе размерами 85 × 70 × 30 мм. На боковой стенке корпуса укрепляют выключатель, а через рядом расположенное отверстие выводят проводники к гирляндам.

«Бегущие огни» из четырех гирлянд. Одна из микросхем серии К155 представляет собой четырехразрядный универсальный сдвиговый регистр К155ИР1, содержащий четыре синхронных RS триггера. В зависимости от напряжения логического уровня тринистора VD2 он работает либо в режиме записи по входам триггеров, либо осуществляет сдвиг информации от триггера к триггеру с каждым тактовым импульсом.

Используя эту микросхему, нетрудно собрать сравнительно простой автомат (рис. 8.79), создающий эффект «бегущего огня», с четырьмя гирляндами. Автомат содержит тактовый генератор на элементе DD1.1 и транзисторе VT1, формирователь импульса сброса на элементе DD1.2, регистр сдвига DD2 и инверторы DD1.3–DD1.6, управляющие тиристорами (тринисторы) VD1–VD4, включенными последовательно с гирляндами ламп HL1–HL4.

Сразу после включения питания на выходе формирователя сброса в течение 0,5...0,7 с будет присутствовать напряжение высокого уровня (логическая 1). Оно переведет регистр DD2 в режим записи, и первый импульс тактового генератора запишет по входу DD1 (вывод 2) логический 0, а по входам DD2, DD4, DD8 (выводы 3–5) – логическую 1. На выходе элемента DD1.3 будет напряжение высокого уровня, и оно откроет тринистор VD1. Загорится гирлянда HL1.

Как только на выходе формирователя (через 0,5...0,7 с) появится напряжение низкого уровня (логический 0), регистр DD2 перейдет в режим сдвига и с каждым импульсом тактового генератора логический 0 начнет поочередно переходить с одного выхода на другой. Начнут поочередно зажигаться гирлянды HL2–HL4, HL1 и т. д. Частоту переключения гирлянд устанавливают равной 1...8 Гц переменным резистором R1.

Небольшим усложнением автомата (рис. 8.80) можно добиться реверса «бегущего огня» – перемещения его в ту или иную сторону. Для знакомства с работой устройства предположим, что кнопка SB2 и переключатель SB1 находятся в показанном на схеме положении. После включения питания в течение 0,5...0,7 с на выходе элементов DD2.1 (формирователя импульса сброса) и DD2.2 присутствует логическая 1, а на выходе DD2.3 – логический 0. Регистр DD5 находится в режиме записи, а счетчик DD1 устанавливается в исходное состояние. На входах DD1, DD2, DD4, DD8 (выводы 2–5) регистра независимо от сигналов на его выходах присутствуют логические 0, 1, 1 соответственно. С первым импульсом тактового генератора они записываются в регистр. Открывается тринистор VD1, и зажигается гирлянда HL1.

Когда элементы DD2.1 и DD2.3 изменяют свое состояние на обратное, на выходе DD2.2 остается логическая 1 и регистр продолжает работать в режиме записи. Теперь сигналы на выходах элементов DD4.1–DD4.4 соответствуют сигналам на выходах DD5 и с каждым импульсом, приходящим с тактового генератора, логический 0 последовательно появляется на выводах 10–13 – свет «бежит» в одном направлении.

Если теперь нажать кнопку SB2, в работу включится счетчик DD1 и через два импульса тактового генератора на его выводе 12 появится логическая 1, а на выходе элемента DD2.2 – логический 0. Регистр DD5 переключится в режим сдвига, и логический 0 будет перемещаться в направлении с вывода 13 к выводу 10 – свет «побежит» в другую сторону. Еще через два импульса генератора регистр вновь перейдет в режим записи. Число импульсов, через которое будет изменяться направление движения огней, устанавливают переключателем SB1. Если в момент перемещения света в ту или иную сторону отпустить кнопку, счетчик DD1 отключится и направление движения света не будет изменяться. Скорость перемещения света регулируют переменным резистором R2.

При отсутствии микросхемы К155ЛН2 инверторы DD1.3–DD1.6 (рис. 8.80) с открытым коллекторным выходом можно заменить элементами микросхемы К155ЛА8, а формирова-

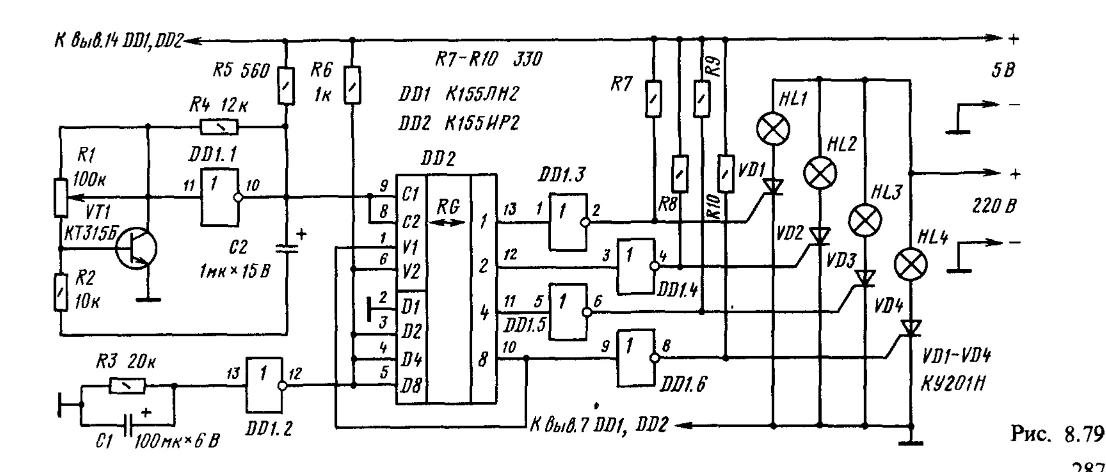


Рис. 8.79

Рис. 8.80

гель импульса сброса и тактовый генератор выполнить на микросхеме К155ЛА3, исключив транзистор VT1.

Тринисторы устанавливают на радиаторы и во избежание их перегрева подключают гирлянды ламп, суммарная мощность каждой из которых не превышает 600 Вт.

Охранное устройство. Охранное устройство может быть использовано для охраны самых различных объектов. Срабатывает сигнал тревоги либо при замыкании контактов выключателя SB1, либо при обрыве провода охранного шлейфа. Устройство питается от источника постоянного тока напряжением 9 В и потребляет в дежурном режиме ток около 30 мкА. Оно не содержит электромеханических реле, поэтому может работать в условиях повышенной влажности и значительных вибраций без ложных срабатываний в интервале рабочих температур от −40 до +70°С.

Схема устройства изображена на рис. 8.81. После включения питания переключателем SB2 начинает заряжаться конденсатор C2 через резистор R4. Напряжение с этого резистора подается на вход инвертора DD1.1 и на входы R триггеров DD2.1 и DD2.2. Триггеры установятся в нулевое состояние.

С инверсного выхода триггера DD2.1 напряжение высокого уровня через диоды VD2 и VD3 заряжает конденсаторы C3 и C4. Замыкание сторожевых контактов SB1 (в то время, пока заряжается конденсатор C2) не изменит состояния устройства. Окончание зарядки конденсатора C2 будет соответствовать подаче напряжения низкого уровня на вход элемента DD1.1 и входы R триггеров DD2.1 и DD2.2 и переходу устройст-

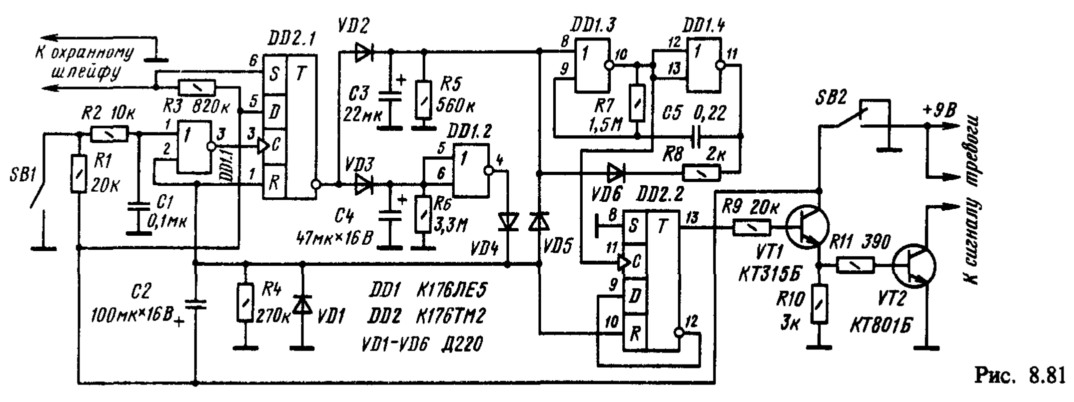


Рис. 8.81

ва в дежурный режим. Время выдержки после включения – около 20 с.

Теперь замыкание контактов SB1 вызовет появление напряжения высокого уровня на выходе элемента DD1.1. Фронт этого импульса переключит триггер DD2.1, так как на его входе R уже нет удерживающего напряжения. Конденсаторы C3 и C4 начнут разряжаться через резисторы R5 и R6 соответственно. Уменьшение до нуля напряжения на верхнем (по схеме) входе элемента DD1.3 повлечет за собой включение мультивибратора, собранного на двух элементах DD1.3 и DD1.4 ИЛИ–НЕ с времязадающим конденсатором C5. С выхода элемента DD1.3 импульсы поступают на счетный вход триггера DD2.2.

С выхода триггера сигналы подаются на базу транзистора VT1, включенного эмиттерным повторителем. С нагрузочного резистора R10 импульсное напряжение поступает на выходной каскад на транзисторе VT2. Нагрузкой транзистора служит источник звукового сигнала. Частота включения звукового сигнала – около 0,5 Гц. Отрезок времени с момента замыкания контакта SB1 до момента включения тревожных сигналов, т.е. время разрядки конденсатора C2, равно 8 с. Время подачи прерывистого тревожного сигнала – около 3 мин.

Уменьшение до нуля напряжения на конденсаторе C4 приведет к появлению на выходе инвертора DD1.2 напряжения высокого уровня, который через диод VD4 воздействует на R входы триггеров DD2.1 и DD2.2. Триггеры установятся в нулевое состояние, и конденсаторы C3 и C4 вновь зарядятся. На выходе инвертора DD1.2 опять установится напряжение низкого уровня. Таким образом, через 3 мин устройство возвратится в дежурный режим.

Кроме нормально разомкнутых сторожевых контактов SB1, в устройстве предусмотрен датчик, работающий на обрыв цепи. Конструктивно он выполнен в виде охранного провода – шлейфа. При обрыве шлейфа на входе S триггера DD2.1 появляется напряжение высокого уровня, и он устанавливается в единичное состояние. После того как разрядится конденсатор C3, включится мультивибратор. Устройство подает сигнал тревоги, причем в этом случае прерывистый сигнал тревоги будет звучать неограниченно долго с небольшими промежутками. Для возврата устройства в исходное состояние нужно восстановить цепь шлейфа, и тогда через некоторое время, необходимое для полной разрядки конденсатора C4, устройство вернется в дежурный режим. Сопротивление шлейфа не должно превышать 10 кОм. Если шлейф выполнить из медного провода диаметром 0,1 мм, то длина его может достигать 3000 м.

Описанное охранное устройство может быть использовано и для охраны автомобилей. В этом случае его нужно питать от батареи аккумуляторов либо через стабилизатор, либо через делитель напряжения, схема которого показана на рис. 8.82.

Необходимо иметь в виду, что при монтаже микросхем серии К176 следует принимать меры для их защиты от воздействия статического электричества.

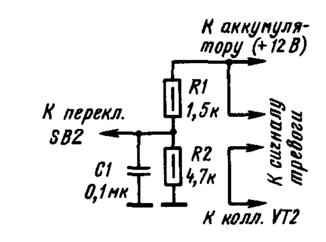


Рис. 8.82

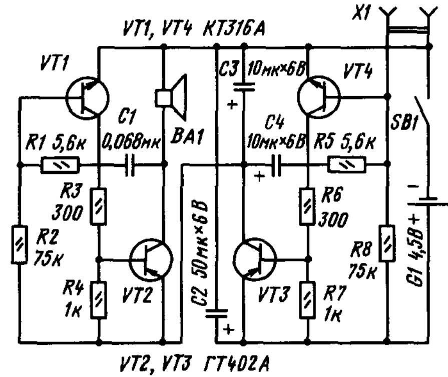


Рис. 8.83

Сторожевой сигнализатор. При нарушении посторонним границ охраняемой зоны устройство подает короткие звуковые сигналы с паузами в 0,3...0,6 с.

Сигнализатор (рис. 8.83) состоит из двух мультивибраторов. Один из них (на транзисторах VT1 и VT2) служит нагрузкой другого (на транзисторах VT3 и VT4). Второй мультивибратор отличается от первого большей емкостью конденсатора обратной связи C4. Поэтому его частота сравнительно низкая – около 1 Гц. С этой частотой первый мультивибратор подключается к источнику питания на 0,2...0,3 с, и в течение этого времени головка издает звук.

Но работа этого устройства будет возможна лишь при разомкнутых гнездах разъема X1. В исходном же режиме к разъему подключен охранный шлейф – тонкая медная проволока, натянутая вокруг того или иного объекта. Как только проволоку обрывают, звучит сигнал тревоги.

8.8. УСТРОЙСТВА НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Логические элементы автоматики

В логических элементах входные, промежуточные и выходные сигналы могут принимать только два значения: напряжение высокого уровня (логическая 1) и напряжение низкого уровня (логический 0). Этим двум значениям соответствуют, например, замыкание (1) и раз-

мыкание (0) контакта, наличие (1) и отсутствие (0) напряжения. Цифры 1 и 0 являются здесь не числами, а символами.

Управляющий логический элемент обычно содержит:

1. Входные элементы, воспринимающие входные сигналы от аппаратов управления или датчиков и преобразующие их в напряжение высокого и низкого уровней (сигналы 0 и 1).

2. Промежуточные логические элементы, преобразующие в соответствии с заданной программой работы входные сигналы (0 и 1) в необходимую комбинацию выходных сигналов (также в виде 0 и 1).

3. Усилители, повышающие мощность выходных сигналов.

4. Исполнительные элементы, воспринимающие выходные сигналы и выполняющие функции, для которых предназначено данное устройство. Ими являются контакторы, электромагниты, электродвигатели, индикаторные устройства и т. п.

Обычно входной сигнал обозначается буквой x_i, если он равен 1 и такой же буквой с черточкой наверху (знак отрицания, инверсии) $\bar{x}_i$, если он равен 0.

Выходные сигналы чаще всего обозначаются буквами Y, Z ($\bar{Y}$, $\bar{Z}$), исполнительные органы буквами X, Y, Z.

Основные логические элементы. Основными логическими элементами являются: элемент ИЛИ, элемент И и элемент НЕ (инвертор).

Элемент ИЛИ – это дизъюнктор, который должен выдавать на выходе напряжение высокого уровня (логическую 1) тогда, когда на входах присутствует хотя бы одно напряжение высокого уровня (логическая 1), и напряжение низкого уровня, когда на входах напряжение низкого уровня (логический 0). Таблица истинности, схема элемента ИЛИ на два входа на диодах и резисторе и условное обозначение приведены на рис. 8.84, *а*. С применением символики алгебры логики действие этого элемента запишется в виде

$$Y = x_1 + x_2.$$

Это означает, что Y = 1, когда или входной сигнал x_1, или входной сигнал x_2 равен 1.

Элемент И – конъюнктор, который вырабатывает напряжение высокого уровня (логическую 1) в том случае, когда напряжение высокого уровня (логические 1) поданы одновременно на все входы. Таблица истинности, схема элемента на два входа и условное обозначение приведены на рис. 8.84, *б*. Условная запись этой операции имеет вид

$$Y = x_1 x_2,$$

т. е. Y = 1 только тогда, когда и x_1, и x_2 равны 1.

Элемент (НЕ) – инвертор, который должен изменять логическое содержание сигнала на обратное, т. е. при входном напряжении низкого уровня 0 на выходе должно быть напряжение высокого уровня и наоборот. Таблица истинности, пример схемы инвертора на транзисторе и условные обозначения приведены на рис. 8.84, *в*. Сопротивление входного делителя R_1, R_2 совместно с положительным входным сигналом и напряжением источника смещения $-E_б$ задают два различных состояния транзистора, а именно: при отсутствии на входе сигнала транзистор закрыт обратным смещением от источника $-E_б$ и на выходе получается сигнал, близкий к $+E_к$; при подаче на вход сигнала транзистор открывается и на выходе будет сигнал, отличающийся от потенциала нуля на 0,3...0,5 В. Это будет напряжение низкого уровня на выходе.

Элемент НЕ реализует операцию логического отрицания $Y = \bar{x}$, т. е. Y = 1 только тогда, когда x = 0.

На рис. 8.85 даны таблица, пример схемы и условное обозначение логического элемента

x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	1	1	1	0

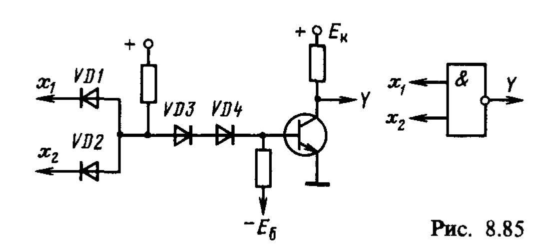


Рис. 8.85

x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	0	1	1	1

а)

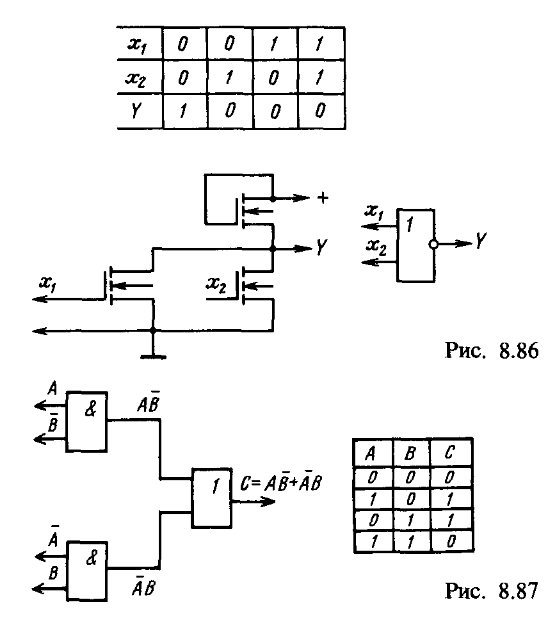
x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	0	0	0	1

б)

x	0	1
Y	1	0

в)

Рис. 8.84



x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	1	0	0	0

Рис. 8.86

A	B	C
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Рис. 8.87

И–НЕ. На рис. 8.86 приведена таблица, пример схемы с применением полевых транзисторов и условное обозначение логического элемента ИЛИ–НЕ.

«Исключительно ИЛИ»

В логической цепи «исключительно ИЛИ» сигнал на выходе появляется в том случае, когда на один вход подано напряжение низкого уровня, а на другой – высокого. Логическая функция схемы «исключительно ИЛИ» записывается в виде

$$A\bar{B} + \bar{A}B = C.$$

Как показано на рис. 8.87, для реализации этой функции требуются два элемента И и один элемент ИЛИ. Операция «исключительно ИЛИ» может быть реализована с помощью трех элементов НЕ–И следующим образом:

$$A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot B = A \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} \cdot B.$$

Такое устройство называют сумматором по модулю два, так как выходная величина его равна сумме двух входных с основанием два.

Рассмотрим примеры устройств, выполняемых с применением логических элементов.

Переключатель каналов. На рис. 8.88 изображен двухпозиционный переключатель, с помощью

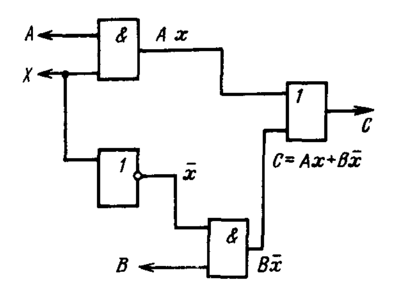


Рис. 8.88

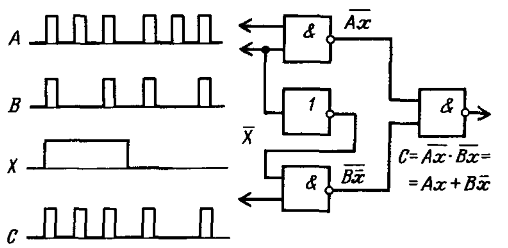


Рис. 8.89

которого цифровые данные из каналов A или B направляются в канал C с помощью сигнала x. Когда x = 1, данные поступают из канала A, а когда x = 0 – из канала B.

Логическое выражение этой операции записывается в виде

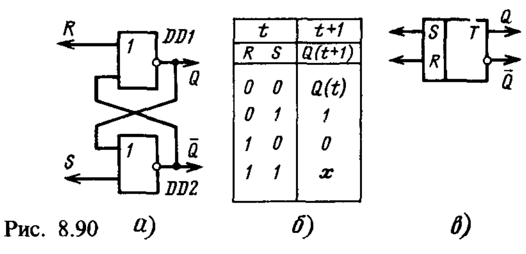
$$Ax + B\bar{x} = C.$$

На выходе C появляется логическая 1 в том случае, если A и x равны 1 или если B и $\bar{x}$ равны 1. Так как $x \cdot \bar{x} = 0$, а x и $\bar{x}$ не могут одновременно принять значение 1, на выход будут проходить данные либо из канала A, либо из канала B, но никогда из двух каналов одновременно. Форма сигналов в каналах показана на рис. 8.89. Для реализации устройства требуются два элемента И и один элемент ИЛИ с инвертором.

Элементы памяти на логических элементах. Элемент памяти представляет собой триггер с двумя устойчивыми состояниями с цепью управления. Цепь управления преобразует поступающую на ее входы информацию в комбинацию сигналов, действующих непосредственно на входы триггера.

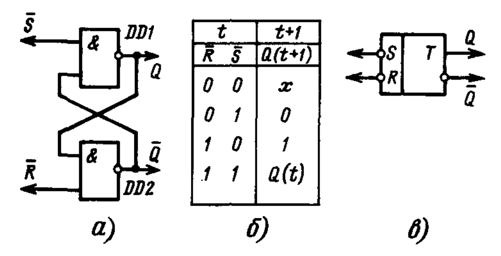
Триггеры подразделяются на две группы: асинхронные и синхронные (или тактируемые). Отличительной особенностью асинхронных триггеров является то, что запись информации с них осуществляется непосредственно с поступлением информационного сигнала. Информация записывается в тактируемые триггеры с информационными и тактовыми входами только при подаче разрешающего (тактирующего) синхроимпульса. Простейшей запоминающей ячейкой может служить триггер, составленный из двух элементов И–НЕ (ИЛИ–НЕ).

На рис. 8.90 приведена схема триггера на элементах ИЛИ–НЕ. Перекрестные связи с выходов элементов DD1 и DD2 на их входы обеспечивают два устойчивых состояния всего устройства. Если на выходе DD1 напряжение высокого уровня (при этом на выходе DD2 – низкого), то такое состояние соответствует условному единичному



t		t+1
R	S	Q(t+1)
0	0	Q(t)
0	1	1
1	0	0
1	1	x

Рис. 8.90 а) б) в)



t		t+1
$\bar{R}$	$\bar{S}$	Q(t+1)
0	0	x
0	1	0
1	0	1
1	1	Q(t)

Рис. 8.91

состоянию триггера (состояние 1); напряжение низкого уровня выходного сигнала на DD1 (и высокое на DD2) соответствует нулевому состоянию триггера (состоянию 0). Выход элемента DD1 – прямой выход триггера, и его принято обозначать буквой Q, а выход элемента DD2 – инверсный выход, и его обозначают $\bar{Q}$. Работу триггера описывает таблица переходов (рис. 8.90, *б*).

На рис. 8.90, *в* приведено условное обозначение рассмотренного триггера.

На рис. 8.91 приведена схема триггера на элементах И–НЕ. Так как для элементов И–НЕ достаточно напряжения нулевого уровня лишь на одном входе, чтобы на выходе было напряжение высокого уровня, триггер на элементах И–НЕ не допускает одновременной подачи на входы двух напряжений низкого уровня (первая строка таблицы). При подаче же на вход двух напряжений высокого уровня (последняя строка таблицы) состояние элементов будет определяться их предыдущим состоянием. Если же один из входных уровней 0 низкий, триггер может находиться в состоянии 0 или 1. Таким образом, по сравнению с триггером на элементах ИЛИ–НЕ в этом триггере мы имеем инверсные входы, что отмечено кружками на его графическом обозначении.

Асихронные триггеры с устаиовочными входами изменяют свое состояние сразу после изменения входных уровней. Это не всегда удобно, поэтому в триггерах часто применяют расширенную логику на входе. Такие триггеры управляются синхронизирующими сигналами, которые определяют моменты приема триггером входной информации. Схема синхронного RS триггера приведена на рис. 8.92. Она содержит триггер на элементах И–НЕ (рис. 8.90, *а*, правая часть) и дополнительную цепь управления на элементах DD1 и DD2 (рис. 8.90, *а*, левая часть). Пока отсутствует сигнал синхронизации С, допустимы любые изменения сигналов S и R – они не смогут воздействовать на триггер. С момента же подачи синхронизирующего сигнала входные уровни S и R могут воздействовать на триггер. Поэтому во время подачи сигналов синхронизации недопустимо изменение входных уровней. Рассмотренный триггер работает по таблице переходов, показанной на рис. 8.90, *б*, а его условное графическое изображение дано на рис. 8.90, *в*.

В общем случае триггеры могут иметь один, два и более управляющих входов.

D триггер имеет один логический вход D, состояние которого с каждым синхронизирующим импульсом передается на выход, т. е. выходные сигналы представляют собой задержанные входные сигналы (см. таблицу состояний на рис. 8.93). Таким образом, D триггер – это элемент задержки входных сигналов на один такт.

Т-триггер также имеет один логический вход – Т. Если на этот вход подано напряжение высокого уровня, то с каждым синхронизирующим импульсом триггер будет переходить в противоположное состояние, а если на входе напряжение низкого уровня, то триггер остается в прежнем состоянии (см. таблицу состояний на рис. 8.93). Таким образом, Т триггер реализует счет по модулю два.

JK триггер имеет два входа, которые называются здесь J и K. Сигнал по входу J устанавливает триггер в состояние 1, а по входу K – в 0. Если на оба входа одновременно подать напряжения высокого уровня, то триггер с приходом каждого синхронизирующего импульса изменяет свое состояние на противоположное (см. табл. состояний на рис. 8.93).

На рис. 8.94 показана логическая структура

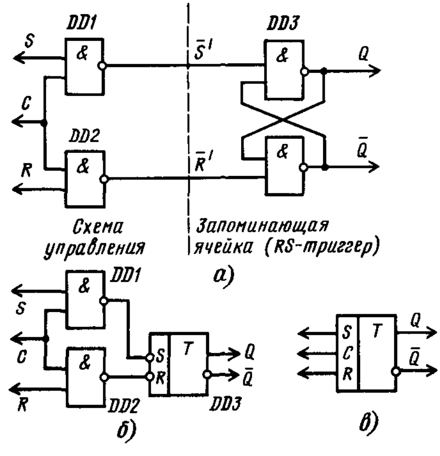
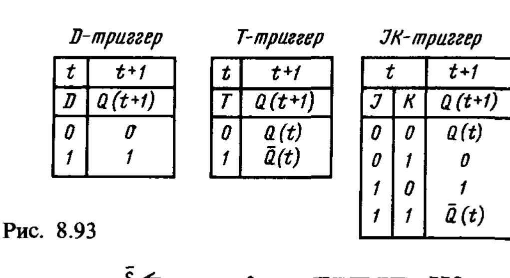


Рис. 8.92



D-триггер

t	t+1
D	Q(t+1)
0	0
1	1

Т-триггер

t	t+1
T	Q(t+1)
0	Q(t)
1	$\bar{Q}(t)$

JK-триггер

t		t+1
J	K	Q(t+1)
0	0	Q(t)
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}(t)$

Рис. 8.93

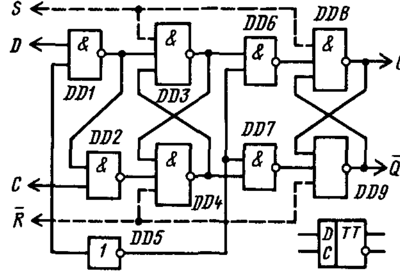
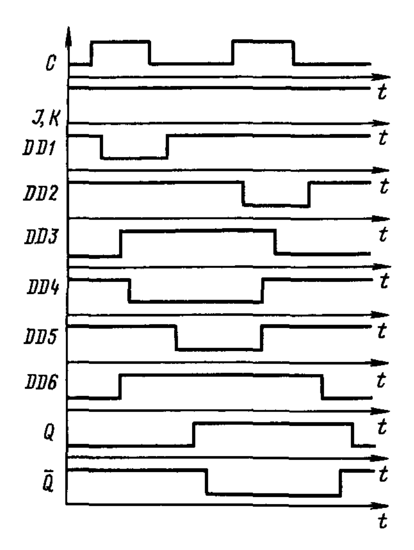


Рис. 8.94



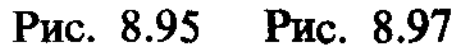
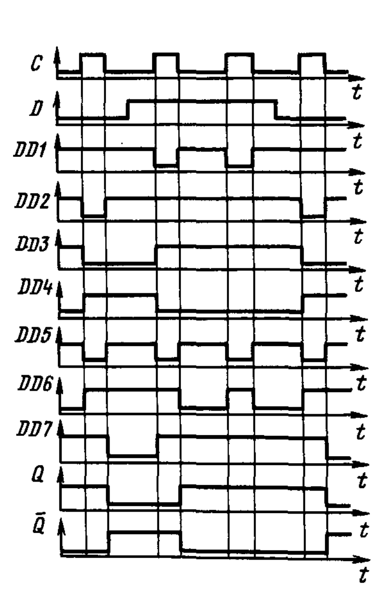


Рис. 8.95 Рис. 8.97



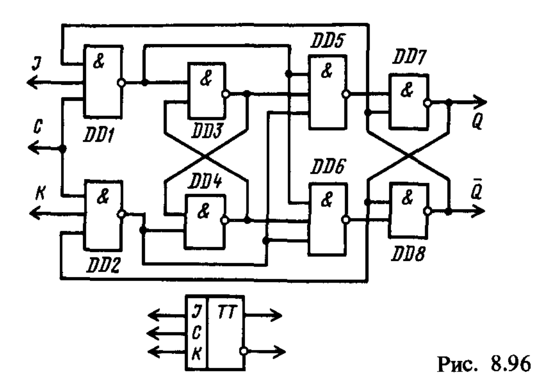


Рис. 8.96

синхронного двухступенчатого D триггера. При отсутствии сигнала синхронизации уровень на входе D не воспринимается элементом DD1, но при этом триггер на элементах DD3, DD4 соединен со входами триггера на элементах DD7–DD8. Если же подан сигнал синхронизации, то сигнал на входе D может воздействовать на первую ступень, но она при этом отделена от второй ступени благодаря инвертированию сигнала элементом DD5. На рис. 8.95 приведена временна́я диаграмма работы этого триггера.

На рис. 8.96 приведена схема JK триггера, в котором в явном виде отсутствует элемент, аналогичный по выполняемой функции элементу DD5 в D триггере. Здесь его функции выполняют элементы DD5–DD6. На рис. 8.97 приведена временна́я диаграмма работы JK триггера.

Кроме логических и синхронных входов двухступенчатые триггеры могут иметь установочные асинхронные входы. На рис. 8.94 штриховыми показаны установочные входы S и R, т.е. на эти входы постоянно должны быть поданы напряжения высокого уровня, если же необходимо установить триггер в 0 или 1, то нужно подать напряжение низкого уровня на соответствующий вход. Такие же входы может иметь и JK триггер.

Если у JK триггера (рис. 8.97) соединить вместе J и K входы, то получим T триггер.

JK триггер является универсальным. Как из него получить T триггер, сказано ранее. На рис. 8.98 приведено еще несколько схем универсального использования JK триггера.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Для перехода от аналогового выходного сигнала какого-либо датчика к дикретным устройствам управления необходимо преобразовать аналоговый сигнал в двоичный.

Простейший АЦП может быть построен по схеме, приведенной на рис. 8.99. Входное напряжение, которое может изменяться в диапазоне от нуля до напряжения источника питания ($U_{и.п}$), на выходах преобразователя будет представлено в параллельном двоичном коде.

При нормальной работе АЦП инверторы-компараторы DA1 – DA4 переключаются при напряжении на их входах, равном $U_{и.и}/2$ с погрешностью не более $U_{и.п}/(2^{n+1} - 2)$ (n – число разрядов выходного двоичного кода). Выходные на-

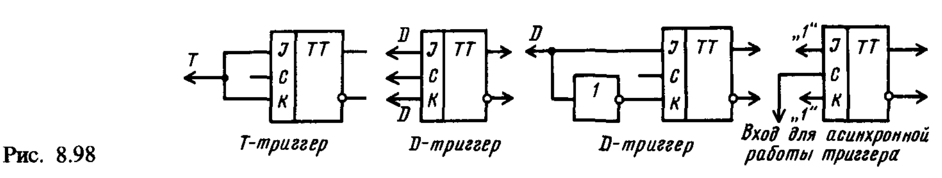


Рис. 8.98

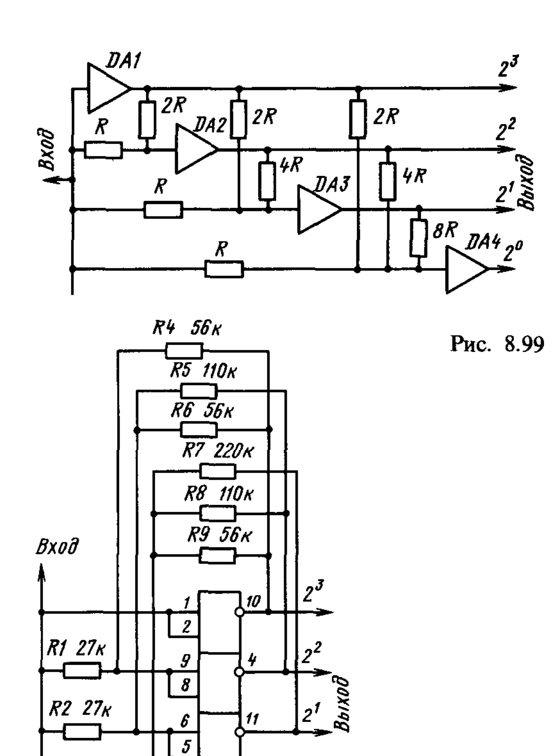


Рис. 8.99

Рис. 8.100

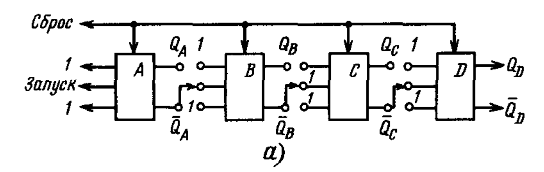
пряжения компараторов в устойчивых состояниях должны быть близкими к нулю и $U_{и.п}$. Кроме того, компараторы должны обладать высоким входным и низким выходным сопротивлениями.

Если требуемая точность АЦП не превышает четырех разрядов, то в качестве основы для АЦП можно использовать счетверенные КМОП логические элементы И–НЕ или ИЛИ–НЕ. Один из вариантов такого устройства представлен на рис. 8.100. Его входное сопротивление около 22 кОм, а время преобразования – не более 300 нс.

Асинхронные счетчики. На рис. 8.101, *а* показано соединение четырех бистабильных элементов, образующих счетчик с шестью различными состояниями. Форма сигналов в различных точках счетчика на триггерах (рис. 8.101, *б*) приведена для бистабильных элементов, которые срабатывают от фронта запускающих импульсов. Здесь можно использовать триггеры, имеющие ведущую и ведомую части, но, так как ведомая часть не срабатывает до тех пор, пока запускающий сигнал не перейдет в состояние 0, устройство будет срабатывать в момент спада импульсов. С помощью входа «Сброс» все триггеры можно установить в состояние 0 независимо от состояния на входе «Запуск». В некоторых случаях счетчик имеет вход «Установка», который предназначен для перевода всех триггеров в состояние 1.

Такой тип счетчика часто называют счетчиком последовательного действия, так как каждый последующий триггер срабатывает после предыдущего. Скорость счета ограничена частотой около 2 МГц.

Асинхронные двоичные счетчики с последовательным переносом. При построении асинхронных двоичных счетчиков используются счетные триггеры, соединенные между собой цепями переносов. В каждом разряде счетчика, представленного на рис. 8.102, *а*, в качестве счетного Т



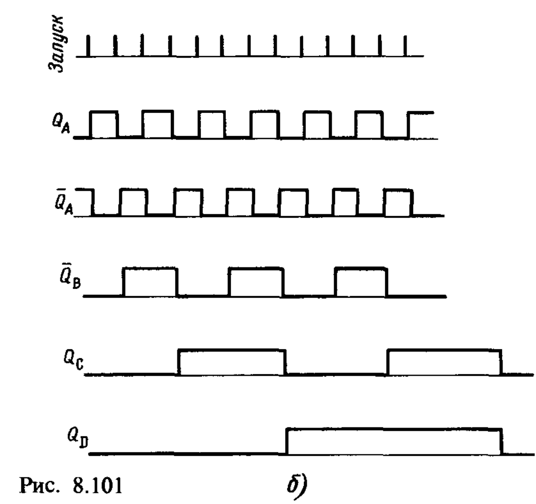


Рис. 8.101 б)

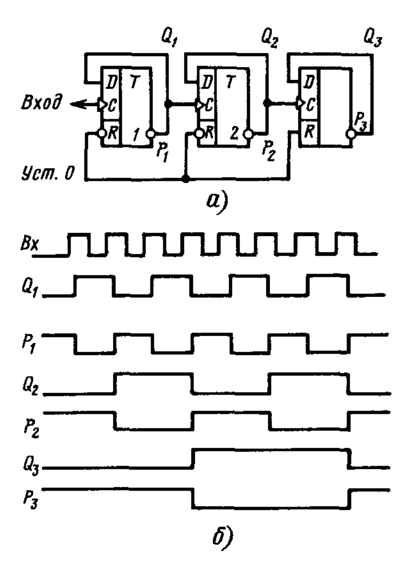


Рис. 8.102 б)

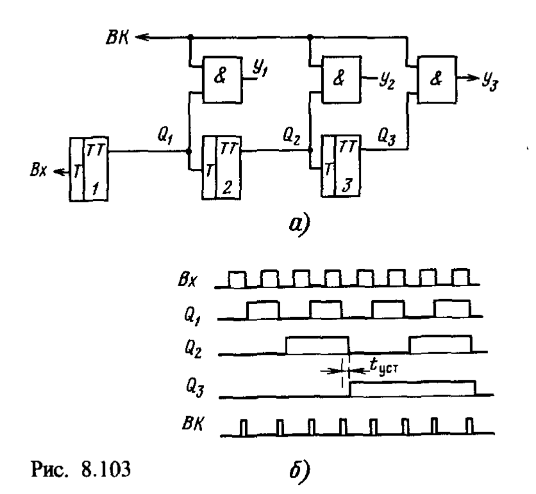


Рис. 8.103

триггера использован D триггер с прямым динамическим синхронизирующим входом, обеспечивающий сложение входных сигналов по модулю 2 благодаря обратной связи с инверсного выхода на вход D. При переходе триггера из единичного состояния в нулевое на инверсном выходе формируется сигнал переноса P, поступающий по линии связи в следующий старший разряд. Сигнал переноса переключает триггер этого разряда в противоположное состояние. Перенос обусловлен положительным перепадом сигнала на инверсном выходе триггера. При отрицательном перепаде в случае перехода триггера в единичное состояние перенос в следующий разряд отсутствует (рис. 8.102, *б*).

Начальная установка нулевого состояния проводится сигналом «Уст. 0», длительность которого должна быть больше, чем время распространения сигнала переноса. При этом исключается влияние ложных переносов, возникающих при установке нулевого хода. Под действием входных сигналов счетчик последовательно переходит из одного состояния в другое. Переход в новое состояние происходит с задержкой, обусловленной задержкой переключения триггеров. В счетчике с последовательным распространением переноса время установки кода определяется состоянием $t_{уст} \approx Nt_{тр}$, где N – число разрядов счетчика; $t_{тр}$ – задержка переключения триггера.

В счетчике (рис. 8.103, *а*) построенном на двухступенчатых T-триггерах, сигнал переноса в следующий разряд снимается с прямого выхода триггера. Это вызвано тем, что переключение второй ступени двухступенчатого триггера происходит в тот момент, когда на входе его появляется отрицательный перепад. Тогда если триггер предыдущего разряда счетчика переключается в нулевое состояние, то на прямом выходе формируется отрицательный перепад, который обеспечивает перенос в следующий разряд счетчика (рис. 8.103, *б*). Максимальная частота работы счетчика определяется максимально допустимой частотой переключения триггера младшего разряда, следовательно,

$$f_{раб} \leqslant 1/(t_и + t_{з2}),$$

где $t_и$ – минимальная длительность входного импульса, равная времени переключения первой ступени триггера; $t_{з2}$ – время переключения второй ступени триггера.

Этим параметром характеризуется быстродействие счетчика, используемого в качестве делителя частоты. Если в процессе счета требуется выдать двоичные коды в другие узлы устройства, к выходам всех разрядов подключаются цепи опроса, управляемые сигналом выдачи кода (ВК). Код считывается со счетчика после завершения переходных процессов, связанных с переключением триггеров. В этом случае период работы счетчика определяется соотношением

$$t \geqslant t_и + Nt_{з2} + t_{с4},$$

где $t_{с4}$ – длительность сигнала считывания. Быстродействие счетчика $f \leqslant 1/T$.

Синхронные счетчики с ускоренным переносом. Для повышения быстродействия счетчика необходимо ввести в устройство цепи, ускоряющие распространение переноса. В синхронном счетчике со сквозным переносом (рис. 8.104) счетный сигнал поступает одновременно на синхровходы всех триггеров. Переносы из разряда в разряд осуществляются по цепи сквозного переноса, составленной из элементов И. Перенос из i-разряда вырабатывается с помощью элемента И в соответствии с выражением $P_i = P_{i-1}Q_i$. При этом P_0 принимается равным единице. Счетчик переходит из одного состояния в другое следующим образом. Во время паузы между входными сигналами в цепи переносов формируются сигналы P, поступающие на управляющие входы T триггеров:

$$P_0 = 1;\ P_1 = P_0\ Q_1 = Q_1;\ P_2 = P_1Q_2;$$
$$P_3 = P_2Q_3.$$

После окончания переходных процессов в цепи переносов на синхровходы триггеров подается счетный сигнал. Если $P_{i-1} = 1$, то i-й триггер переключается в противоположное состояние, а если $P_{i-1} = 0$, то триггер сохраняет свое прежнее состояние. Таким образом, переключение разря-

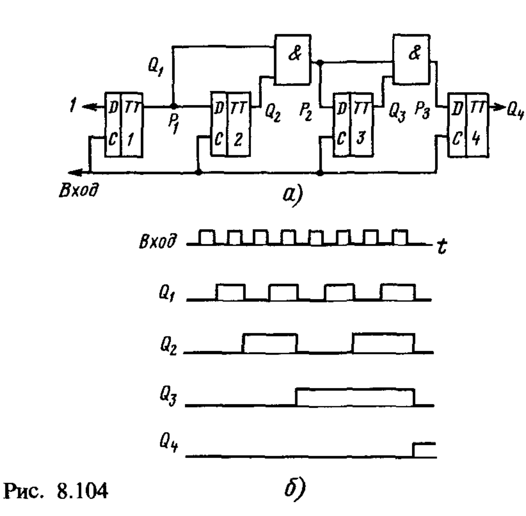


Рис. 8.104

дов счетчика происходит одновременно в зависимости от сигналов на управляющих входах. После перехода счетчика в новое состояние в цепи переносов вырабатываются новые управляющие сигналы. Так как этот процесс обеспечивает передачу переносов между разрядами, то задержка распространения переносов отсчитывается с момента переключения счетчика и равна суммарной задержке переключения элементов И.

Время установки кода в счетчике, измеряемое с момента окончания счетного импульса, равно времени задержки переключения второй ступени триггера: $t_{уст} = t_{з2}$. Период работы счетчика со сквозным переносом определяется соотношением

$$T \geqslant [t_и + t_{з2} + (N - r)t_з],$$

где $t_з$ – задержка переключения одного элемента в цепи сквозного переноса, N – число разрядов счетчика.

В счетчиках с параллельным переносом управляющие сигналы формируются независимо друг от друга. Перенос из i-го разряда определяется логическим произведением

$$P_i = P_0 Q_1 Q_2 Q_3 \ldots Q_i.$$

Период работы синхронного счетчика с параллельным переносом (рис. 8.105) определяется соотношением

$$T \geqslant t_и + t_{з2} + t_з.$$

В параллельном счетчике с возрастанием номера разряда увеличивается число входов элементов И. Так как реальные элементы имеют конечное число входов и ограниченную нагрузочную способность, разрядность счетчиков с параллельным переносом обычно невелика. В тех случаях, когда допустимое число входов элементов И меньше числа разрядов счетчика, он разбивается на группы. Внутри каждой группы перенос осуществляется параллельным способом, перенос между группами реализуется методом сквозного переноса. При построении цифровых устройств часто требуются счетчики с модулем $M \neq 2^N$, например $M = 10$. Схема двоично-десятичного счетчика, работающего в коде 8-4-2-1, приведена на рис. 8.106.

Сдвиговые регистры. Сдвиговые регистры находят широкое применение в цифровой технике. Они используются в устройствах управления в качестве распределителей импульсов, для построения кольцевых счетчиков, для преобразования параллельного кода в последовательный и обратно. Для построения сдвиговых регистров могут быть использованы триггеры разных типов: D, RS, JK, DV.

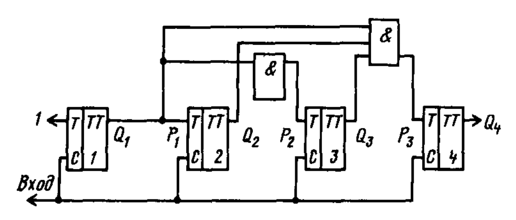


Рис. 8.105

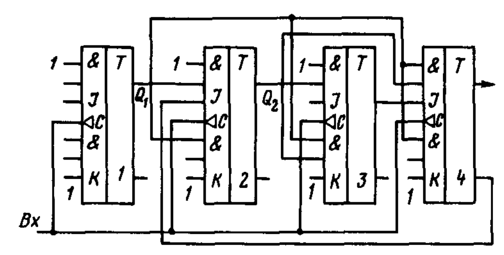


Рис. 8.106

В регистре на потенциальных элементах сдвиг информации осуществляется обычно по двухтактной схеме. В этом случае каждый разряд сдвигового регистра состоит из двух триггеров: основного и вспомогательного. На рис. 8.107 приведена схема сдвигового регистра для сдвига информации вправо, выполненного на тактируемых RS триггерах. Основные и вспомогательные триггеры каждого разряда образуют два регистра: основной (RG1) и вспомогательный (RG2). Сдвиг информации осуществляется за два такта: сначала по сигналу C_1 содержимое основного регистра переписывается во вспомогательный, а затем по сигналу C_2 информация из вспомогательного регистра возвращается в основной регистр со сдвигом на один разряд вправо. Направление сдвига и количество разрядов, на которое производится сдвиг, определяются соответствующей коммутацией выходов одного и другого регистра. Устройство по схеме на рис. 8.107 за одну посылку управляющих импульсов C_1C_2 обеспечивает сдвиг информации на один разряд вправо. Для сдвига на m разрядов требуется m таких посылок. Две последовательности управляющих сигналов C_1C_2 можно заменить одной C_1, соединив шину C_1 с шиной C_2 через инвертор.

При использовании триггеров, работающих по двухтактному принципу, или триггеров с ди-

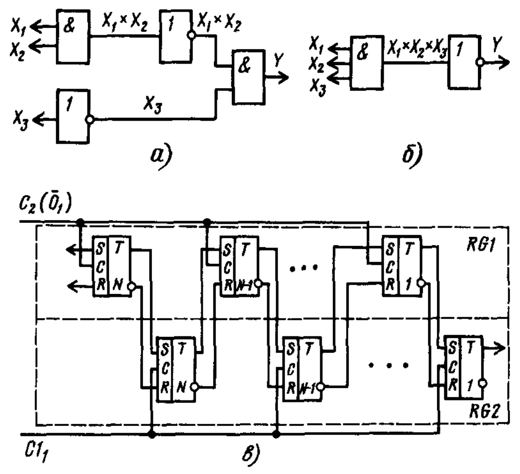


Рис. 8.107

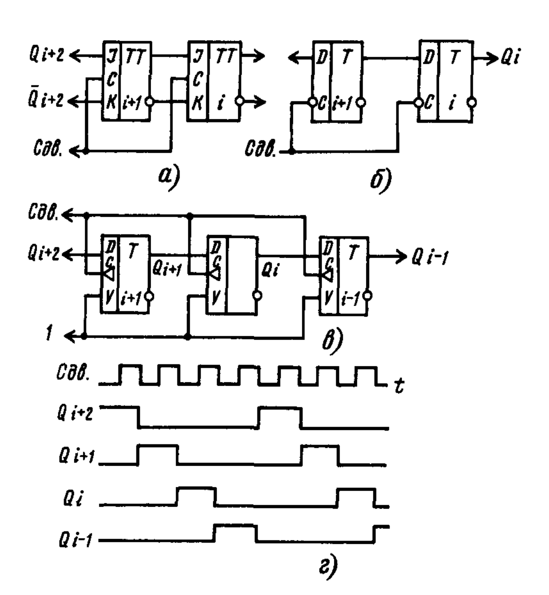


Рис. 8.108

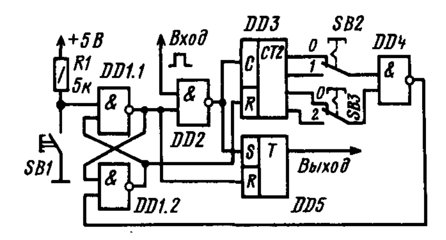


Рис. 8.109

намическим управлением схемы сдвиговых регистров приобретают более простой вид (рис. 8.108, *а*). Выходы одних триггеров непосредственно соединяются с входами других, а сигналы сдвига подаются на общие шины, соединенные с синхровходами триггеров.

Сдвиг кода здесь осуществляется каждым управляющим импульсом, поэтому такие схемы называют регистрами с однотактным сдвигом.

Применение триггеров с прямым динамическим управлением (рис. 8.108, *б, в*) состояние регистра изменяется от положительного фронта сигнала сдвига, как показано на рис. 8.108, *г*, в других случаях – отрицательного фронта.

8.9. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УСТРОЙСТВ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Цифровое реле времени. Обычно в электронных реле времени выдержка задается временем зарядки или разрядки конденсатора. Это определяет невысокую стабильность выдержки времени, особенно при изменении температуры окружающей среды. В таких устройствах трудно получить достаточно стабильную выдержку более 4...5 мин. Реле времени, построенные на цифровом принципе отсчета, позволяют получить большие выдержки с высокой стабильностью. Структурная схема одного из таких реле времени изображена на рис. 8.109.

Основным узлом устройства является счетчик DD3, управляемый через элемент DD2 тактовыми импульсами. Исходное состояние всех триггеров счетчика – нулевое. При этом тактовые импульсы не проходят на вход счетчика, так как элемент DD2 закрыт напряжением низкого уровня (логическим 0), поступающим с выхода элемента DD1.1 триггера на микросхеме DD1. Триггер DD5 также установлен в нулевое состояние.

При нажатии на кнопку SB1 триггер на микросхеме DD1 переключается. На выходе элемента DD1.1 появляется напряжение высокого уровня (логическая 1), и тактовые импульсы начинают переключать счетчик DD3. Первый из тактовых импульсов сразу же установит триггер DD5 в состояние 1.

В зависимости от того, к каким выходам триггеров счетчика подключены через переключатели SB2 и SB3 (для простоты показано только два) входы элемента DD4, напряжение низкого уровня на его выходе сформируется только после определенного числа тактовых импульсов. Например, при работе счетчика в режиме вычитания и указанных положениях переключателей SB2 и SB3 после первого же тактового импульса на входах элемента DD4 будет напряжение высокого уровня, а на его выходе – низкого. В результате триггер на микросхеме DD1 возвратится в исходное состояние, элемент DD2 закроется и тактовые импульсы на счетчик поступать не будут. В нулевое состояние переключится триггер DD5. Время выдержки в этом случае практически равио нулю.

Если переключатель SB2 установить в положение 1, то напряжение высокого уровня одновременно будет на всех входах элемента DD4 после второго тактового импульса. Время выдержки равно одному периоду тактовых импульсов. Если использовать различные комбинации сигналов, снимаемых с выходов счетчика, содержащего n триггеров, можно получить любое время выдержки от 0 до 2–1 периодов тактовых импульсов.

На выходе триггера DD5 формируется положительный импульс, продолжительность которого равна выбранному времени выдержки. Этот импульс и используется для управления исполнительным механизмом.

Для работы устройства удобно выбрать период следования тактовых импульсов равным 1 с или 1 мин, а число триггеров счетчика – шести, что позволяет получить время выдержки от 0 до 63 с или от 0 до 63 мин.

Принципиальная схема такого реле времени приведена на рис. 8.110. После нажатия кнопки SB1 переключается триггер на элементах DD1.1 и DD1.2. Напряжение высокого уровня на выходе элемента DD1.1 разрешает прохождение тактовых импульсов через элемент DD2.1. Первый же из них переключит триггер-формирователь выходного сигнала на элементах DD1.3 и DD1.4 в

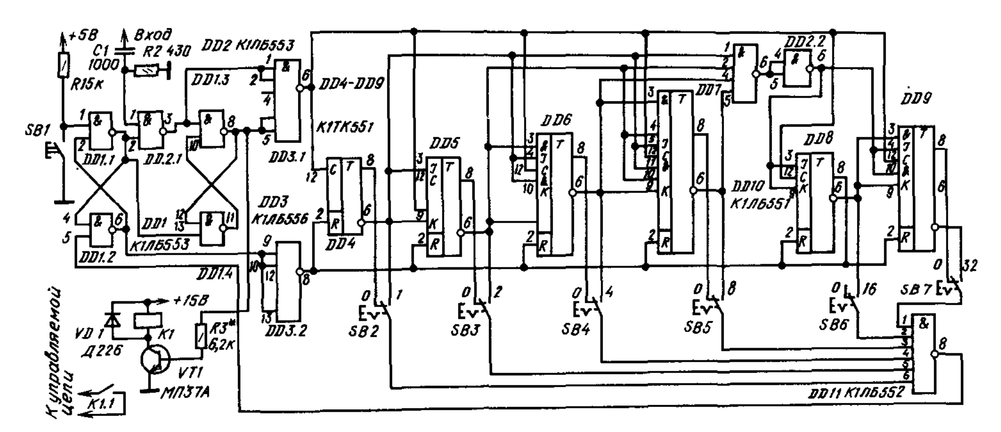


Рис. 8.110

единичное состояние и через элемент DD3 поступит на счетчик, начнется отсчет времени.

Триггерный счетчик на микросхемах DD4–DD10 и элементе DD2.2 работает в режиме вычитания. Требуемое время выдержки получают, установив в нужные положения переключатели SB2–SB7 (сумма чисел, соответствующих положениям переключателей, составляет время выдержки в периодах следования тактовых импульсов).

Напряжение низкого уровня, возникающее на выходе элемента DD1.1 после окончания времени выдержки, устанавливает триггеры на микросхеме К1ЛБ553 в нулевое состояние. При этом тактовые импульсы перестают проходить через элемент DD2.1, а на выходе элемента DD3.2 формируется напряжение низкого уровня, которое переключит все триггеры счетчика в нулевое состояние.

Импульс положительного напряжения с выхода элемента DD1.3 подается на базу транзистора VT1, в цепь коллектора которого включено реле K1. Контакты реле K1.1 включают лампу фотоувеличителя или другое исполнительное устройство.

Транзистор VT1 и его напряжение питания выбирают в зависимости от параметров устанавливаемого реле K1. Могут быть использованы реле РЭС-9 (паспорт РС4.524.202П2 или РС4.524.215П2), РЭС-10 (паспорт РС4.524.303П2 или РС4.524.312П2) или тому подобные. Контакты реле должны быть рассчитаны на напряжение и ток управляемой цепи. Сопротивление

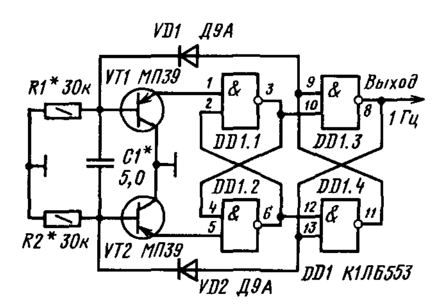


Рис. 8.111

резистора R3 должно обеспечивать режим насыщения транзистора, но оно должно быть не менее 6,2 кОм.

Схема простого задающего генератора, представляющего собой мультивибратор, изображена на рис. 8.111. При указанной на схеме емкости конденсатора C1 частота импульсов составляет 1 с. Более точно частоту получают подбором одного из резисторов R1 или R2.

Цифровой секундомер. Прибор может быть использован для измерения длительности различных производственных процессов, интервалов времени в спортивных соревнованиях и т. п. Примененная здесь цифровая индикация по сравнению со стрелочной более удобна для наблюдения и исключает ошибки при считывании показаний. Максимальный интервал времени, измеряемый секундомером, составляет 9 мин 59,9 с с дискретностью 0,1 с.

Схема секундомера изображена на рис. 8.112. Он содержит генератор импульсов, счетчики, дешифраторы, индикаторы и элементы управления. Генератор импульсов с частотой следования 10 Гц выполнен на схеме мультивибратора на микросхеме DD1. Частоту следования импульсов можно подстраивать резистором R1, изменяя напряжение смещения на входах мультивибратора. Генератор выполнен на микросхеме К564ЛЕ5, что позволило использовать в нем высокоомные резисторы в частотозадающих цепях (R2 и R3). Это, в свою очередь, позволило отказаться от применения в генераторе оксидных конденсаторов большей емкости и установить стабильные конденсаторы, а от них в основном и зависит стабильность частоты следования импульсов.

После выключения тумблера SB1 напряжение питания поступает на генератор импульсов, но он не работает, так как входы элемента DD1.2 соединены кнопкой SB3 «Пуск» с общим проводом. При включении прибора счетчики устанавливаются в произвольные состояния, поэтому перед измерениями необходимо нажать на кнопку «Сброс», подав на входы установки в нуль всех счетчиков напряжение высокого уровня. На выходах счетчиков DD3, DD5, DD7, DD9 появляются напряжения, после преобразования

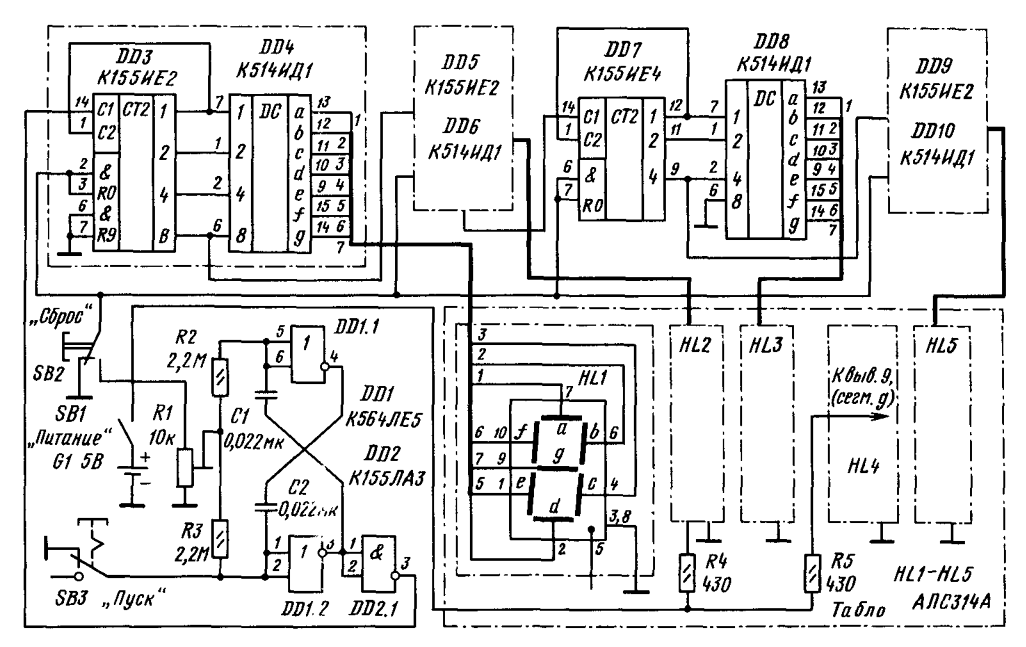


Рис. 8.112

которых в дешифраторах DD4, DD6, DD8, DD10 на индикаторах HL1–HL3, HL5 светится цифра «0».

При нажатии на кнопку SB3 «Пуск» начинает работать генератор импульсов и счетчики считают время. После отпускания кнопки «Пуск» генератор вновь будет заблокирован, отсчет прекратится. На индикаторах отображается время, прошедшее с момента нажатия кнопки «Пуск» до ее отпускания.

Все индикаторы расположены на отдельной плате. Между индикатором единиц минут HL5 и индикатором десятков секунд HL3 находится индикатор HL4, на котором постоянно светится горизонтальная черта, разделяющая минуты и секунды. На индикаторе единиц секунд HL2 постоянно горит точка, отделяющая секунды от их десятых долей.

Секундомер питается от четырех последовательно соединенных элементов РЦ-53.

Кодовый замок на микросхемах. Кодовый замок, схема которого изображена на рис. 8.113, обладает высокой надежностью и устойчивостью к вибрациям, потребляет малую мощность и имеет небольшие размеры.

Замок содержит выборное поле из кнопок SB1–SB9 и дверную кнопку SB10, кодозадающий разъем X1, элементы совпадения DD1.4, DD2.4, DD3.3, DD4.3 и четыре триггера на элементах DD1.1, DD1.2, DD2.1, DD2.2, DD3.1, DD3.2, DD4.1, DD4.2, ключевой каскад на транзисторе VT1 и тринисторе VD1, электромагнит Y1 и индикатор HL1. Блок питания замка собран по схеме на рис. 8.114.

В исходном состоянии (при закрытой двери) контакты дверной кнопки SB10 (рис. 8.113) разомкнуты, и все триггеры находятся в состоянии, при котором на выводах 6 элементов DD1.2, DD2.2, DD3.2, DD4.2 присутствует напряжение высокого уровня «1». При этом на базе транзистора VT1 будет напряжение низкого уровня; ключевой каскад закрыт, электромагнит и индикатор обесточены.

При управлении замком применяют пятизначный код, но для его набора используют только три кнопки, две из них нажимают дважды. Эти кнопки и служат «ключом» к замку. Код замка задают штепсельной частью разъема X1. Для этого его контакты распаивают следующим образом: контакт 10 соединяют с контактом, к которому подключена кнопка с цифрой, стоящей в коде первой; контакт 11 – с кнопкой, соответствующей второй цифре кода, а контакт 12 – третьей. Оставшиеся контакты соединяют вместе. Таким образом, код замка содержит три основные начальные цифры. Две следующие дополнительные цифры повторяют две предыдущие. Например, на схеме распайка показана для кода 21818.

Нажатие кнопки, соответствующей первой цифре кода, переключает триггер на элементах DD1.1, DD1.2. Напряжение высокого уровня с вывода 3 элемента DD1.1 поступает на вывод 12 элемента совпадения DD1.4. При нажатии следующей кнопки (вторая цифра кода) на второй вход (вывод 13) этого элемента благодаря инвертору DD1.3 также воздействует напряжение высокого уровня, а на выходе будет напряжение низкого уровня. Срабатывает триггер на элементах DD2.1, DD2.2. С его выхода напряжение высокого уровня приходит на один из входов (вывод 12) следующего элемента совпадения DD2.4. Аналогично предыдущему переключится триггер на элементах DD3.1, DD3.2 при наборе третьей цифры кода, а через элемент совпадения

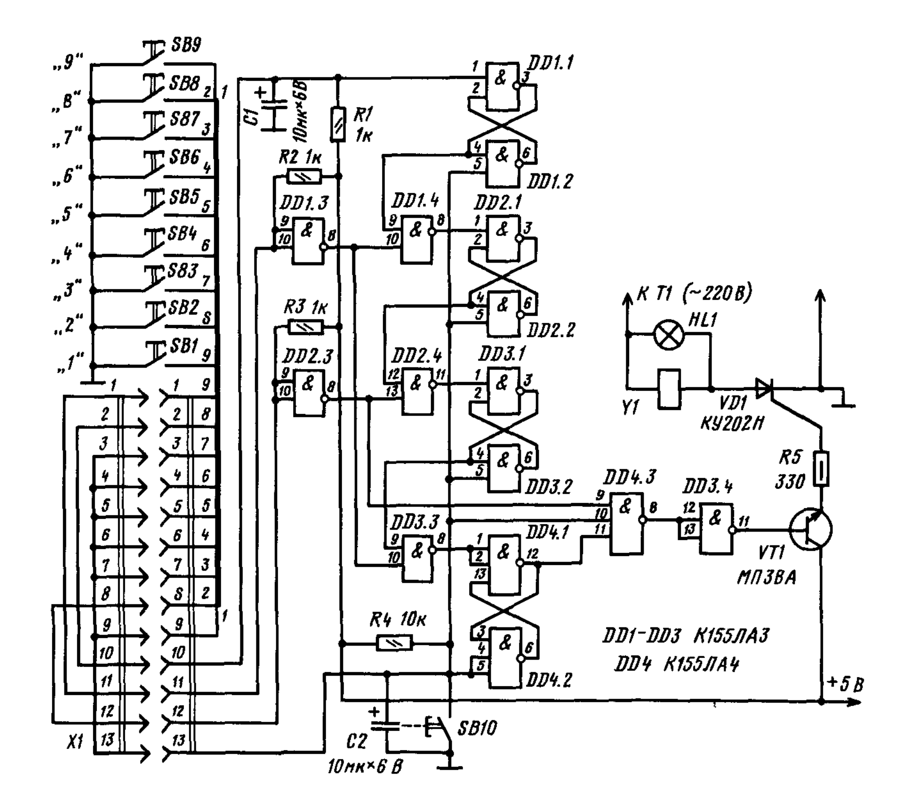


Рис. 8.113

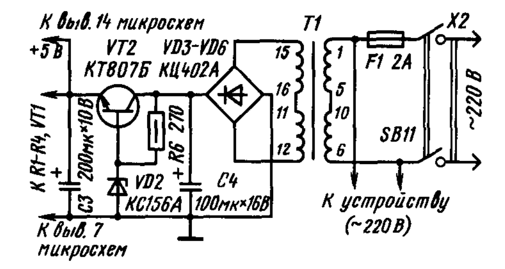


Рис. 8.114

DD3.3 – триггер на элементах DD4.1, DD4.2 после набора четвертой цифры.

В результате такого последовательного переключения всех триггеров на один из входов (вывод 11) элемента совпадения DD4.3 поступает напряжение высокого уровня. Такой же уровень воздействует и на второй вход (вывод 10) элемента через резистор R4. Поэтому при наборе пятой цифры кода, когда на третьем входе (вывод 9) элемента совпадения также появляется напряжение высокого уровня, на выходе (вывод 8) элемента – низкого. Благодаря инвертору DD3.4 иа базу транзистора VT1 приходит уже напряжение высокого уровня. Следовательно, открываются транзистор и тринистор VD1. Через обмотку Y1 электромагнита и индикатор HL1 протекает ток. Элкетромагниг срабатывает и оттягивает задвижку или защелку замка. Одновременно загорается лампа HL1 индикатора, подсвечивая надпись «Входите».

Если в процессе набора кода нажата кнопка с цифрой, не входящей в него, то вторые входы (вывод 5 микросхем DD1–DD4) всех триггеров соединяются с общим проводом и триггеры возвращаются в исходное состояние. После этого код необходимо набирать заново. Триггеры устанавливаются в исходное состояние и при открывании двери, так как кнопка SB10 замыкает свои контакты и соединяет те же входы триггеров с общим проводом.

Во избежание ложного срабатывания электромагнита при подаче напряжения питаиия включена цепь R4, C2. При появлении напряжения питания напряжение на конденсаторе C2 возрастает с нулевого значения до напряжения высокого уровня не сразу, а с небольшой задержкой, в течение которой все триггеры включаются только в исходное состояние. Конденсатор C1 предотвращает ложное срабатывание устройства от помех по цепям питания.

Блок питания замка (рис. 8.114) содержит сетевой трансформатор, мостовой выпрямитель и простейший стабилизатор напряжения. На электромагнит питающее напряжение поступает через тринистор иепосредственно из сети.

В конструкции использован сетевой трансформатор ТПП-230-50. Можно применять трансформаторы ТПП-232-50, ТПП-233-50 или другие,

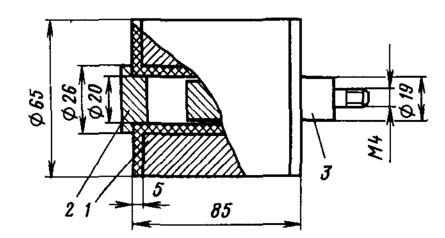


Рис. 8.115

обеспечивающие мощность нагрузки более 8 Вт при выходном напряжении 8...10 В.

Электромагнит, конструкция которого показана на рис. 8.115, состоит из каркаса 1 с обмоткой 2, неподвижного магнитопровода 3. Обмотка содержит 4000 витков провода ПЭВ-2 0,41. Неподвижный магнитопровод увеличивает магнитный поток в электромагните. Подвижный магнитопровод должен свободно перемещаться в окне катушки. Оба магнитопровода делают из мягкого железа.

Автомат световых эффектов. В этом автомате используются две микросхемы (рис. 8.116), позволяющие управлять четырьмя гирляндами ламп и получать разнообразные световые эффекты.

На элементах DD1.1–DD1.3 собран генератор прямоугольных импульсов. Частоту его можно изменять переменным резистором R2, включенным в частотно-задающую цепь. Элемент DD1.4 является инвертором.

Импульсы с генератора и инвертора поступают через дифференцирующие цепи C2, R4 и C3, R5 на входы синхронизации D-триггеров (микросхема DD2), из которых составлен своеобразный регистр сдвига. Триггеры реагируют только на положительные импульсы синхронизации. На входы элементов DD2.1, DD2.2 и DD2.3, DD2.4 импульсы синхронизации поступают поочередно благодаря включению инвертора на элементе DD1.4.

При показанных на схеме положениях кнопок SB1, SB3 и переключателя SB2 в момент включения устройства в сеть все триггеры устанавливаются в состояние 1, при котором на их прямых выходах (выводы 16, 10, 15, 9) будет логическая 1, а на инверсных (выводы 1, 11, 14, 8) – логический 0. Транзисторы VT1–VT4 окажутся закрытыми, а тринисторы VD9–VD12 – открытыми. Все гирлянды ламп будут гореть.

Погасить лампы можно, нажав кнопку SB1 и подав тем самым на вход триггера DD2.1 напряжение низкого уровня. При этом на инверсном выходе триггера появляется напряжение высокого уровня, транзистор VT2 открывается, а тринистор VD9 закрывается. Гирлянда HL1 гаснет. При последующих импульсах синхронизации напряжение низкого уровня (логический 0) устанавливается на всех входах и прямых выходах триггеров и лампы гирлянд гаснут. Чтобы привести автомат в действие, достаточно нажать кнопку SB3 и подать на вход D триггера DD2.1 напряжение высокого уровня (логическую 1) с инверсного выхода триггера DD2.4. Теперь поступивший на триггер DD2.1 импульс синхронизации переведет его в состояние 1, т.е. на прямом выходе будет логическая 1, а на инверсном – логический 0. Транзистор VT2 закроется, а тринистор VD9 откроется. Гирлянда HL1 вспыхнет.

Если продолжать держать кнопку SB3 нажатой, поступивший на триггер DD2.2 (вывод 4) импульс синхронизации изменит состояние и этого триггера на противоположное. Загорится гирлянда HL2. Затем последовательно вспыхнут гирлянды HL3 и HL4.

Переключатель гирлянд с плавным изменением яркости. На новогодней елке обычно эффективно работает переключатель, плавно изменяющий яркость нескольких гирлянд. Предлагаемый переключатель (рис. 8.117) собран на двух микросхемах, позволивших уменьшить размеры устройства и повысить надежность его работы.

На микросхеме DD1 выполнен симметричный мультивибратор, частоту колебаний которого можно изменять в пределах 195...205 Гц

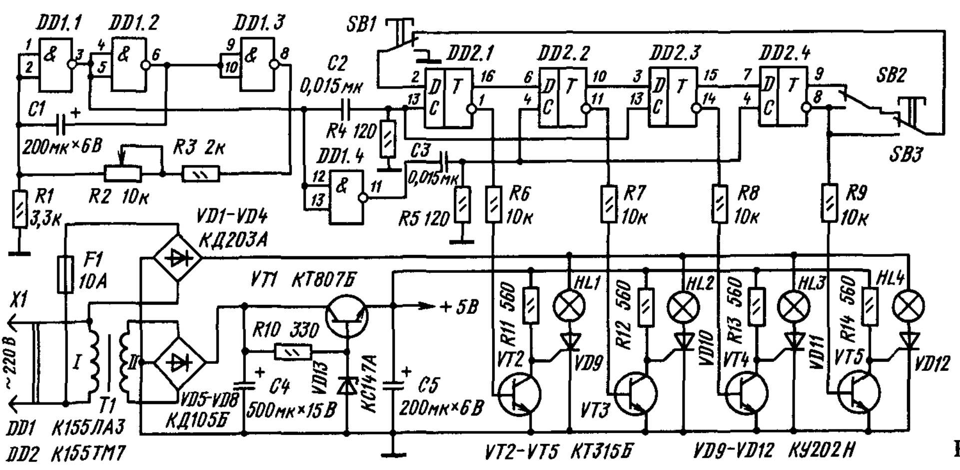


Рис. 8.116

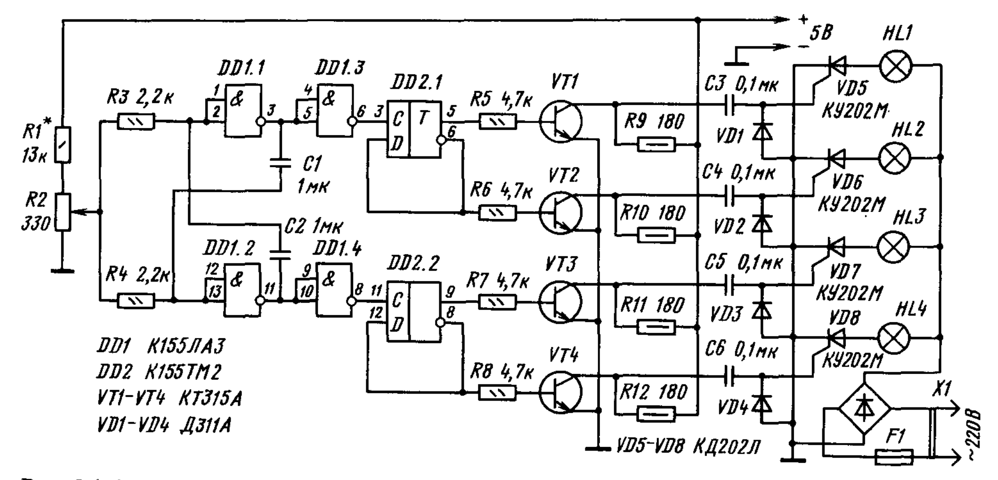


Рис. 8.117

переменным резистором R2. Через инверторы DD1.3 и DD1.4 прямоугольные импульсы мультивибратора поступают на триггеры DD2.1–DD2.2. Триггеры выполняют роль делителей частоты. Выходные сигналы триггеров поступают на усилители тока (транзисторы VT1–VT4) и далее, через конденсаторы C3–C6, на управляющие электроды тринисторов VD5–VD8, в анодных цепях которых включены гирлянды ламп HL1–HL4. Диоды VD1–VD4 защищают управляющие электроды обратного напряжения.

В зависимости от соотношения частот мультивибратора и сети гирлянды или плавно зажигаются и резко гаснут, или резко зажигаются и плавно гаснут. Желаемую периодичность этого процесса, иначе говоря, скорость переключения гирлянд, устанавливают переменным резистором R2.

Мультивибратор и усилители тока питаются напряжением 5 В, которое можно подать от любого стабилизированного выпрямителя, рассчитанного на ток нагрузки до 100 мА. Для питания тринисторов и гирлянд использован выпрямитель на диодах VD5–VD8.

Пределы изменения частоты мультивибратора можно изменить подбором резистора R1. Для получения эффекта «бегущие огни» гирлянды располагают на елке в горизонтальных плоскостях одна над другой в определенной последовательности – HL1, HL3, HL2, HL4 (такова очередность их зажигания). Свет при этом будет «бежать» по елке или вверх, или вниз.

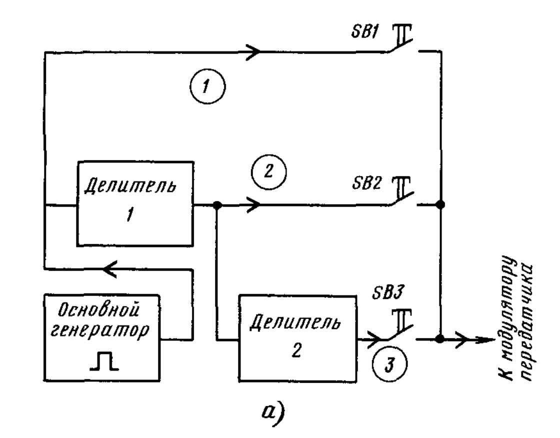
8.10. УЗЛЫ АППАРАТУРЫ УПРАВЛЕНИЯ МОДЕЛЯМИ

Узлы аппаратуры дистанционного управления полностью выполнены на микросхемах (кроме коммутационных элементов). Они просты в изготовлении и налаживании, что предопределяет их использование для любых радиоуправляемых моделей. Число передаваемых команд – три (можно построить дешифраторы и на большее число команд). Сигналы команд различаются длительностью и частотой следования импульсов.

Принцип шифрации и дешифрации поясняет структурная схема на рис. 8.118. Шифратор представляет собой генератор импульсов с двумя делителями частоты. Импульсы с выхода основного генератора или делителей частоты в зависимости от того, какая кнопка нажата, поступают на модулятор передатчика. Вид модуляции может быть любым.

Модулированный сигнал из антенны поступает на вход приемника и после усиления на детектор. Вид детектора зависит от вида модуляции. Импульсы с выхода детектора усиливают и подают на формирователь, который нормализует их фронты и амплитуду. Формирователь представляет собой триггер Шмитта.

Схемы детектора, усилителя и генератора общеизвестны, поэтому здесь подробно описан только дешифратор. Он состоит из временнóго селектора, двух счетчиков импульсов, трех элементов совпадения и трех коммутационных элементов.



Счетчик 1 – четырехразрядный двоичный; на его вход импульсы от вспомогательного генератора поступают через временной селектор лишь тогда, когда на другой вход селектора действуют входные импульсы команд. Импульс управления на выходе счетчика появится после прихода на его вход 15 вспомогательных импульсов. Время появления управляющего импульса на выходе этого счетчика зависит от длительности импульсов передаваемой команды.

Счетчик 2 – двухразрядный двоичный. Он определяет число поступающих импульсов команды. С приходом первого импульса команды управляющий импульс появится на верхнем по схеме выходе счетчика 2. После прихода второго импульса команды ипульс управления будет на нижнем выходе счетчика. После третьего импульса команды управляющие импульсы будут сформированы на обоих выходах.

Совпадение во времени управляющих импульсов с выходов обоих счетчиков происходит на одном из элементов совпадения. При нажатии на кнопку SB1 в шифраторе на его выходе появляются импульсы с частотой следования f_1. Поскольку эти импульсы поступают непосредственно с основного генератора, то по длительности они самые короткие. В приемнике с приходом третьего импульса команды счетчик 2 дешифратора заполнится, и на обоих его выходах появятся управляющие импульсы. При этом счетчик 1 еще не успеет заполниться. Совпадение во времени управляющих импульсов на выходах счетчика 2 вызовет срабатывание коммутационного элемента 3, который включит исполнительное устройство 3 (например, электродвигатель). Временны́е диаграммы для этого случая изображены на рис. 8.119.

При нажатии на кнопку SB3 в шифраторе на его выходе появятся импульсы длительностью $\tau_2 = 1/f_1$ с частотой следования $f_2 = f_1/2$. Счетчик 1 в дешифраторе приемника заполнится после 15-го вспомогательного импульса, и на его выходе появится управляющий импульс. За это время счетчик 2 успевает зафиксировать два импульса команды. Управляющий импульс появится на нижнем по схеме выходе счетчика 2 (см. рис. 8.118). Совпадение по времени управляющих импульсов на выходах обоих счетчиков произойдет в этом случае на элементе совпадения 2 и вызовет срабатывание коммутационного элемента 2, который включит исполнительное устройство 2.

При нажатии на кнопку SB3 на выходе шифратора сформируются импульсы длительностью $\tau_3 = 1/f_2 = 2/f_1$ с частотой следования $f_3 - f_2/2 = f_1/4$. Частота следования импульсов вспомогательного генератора выбрана такой, что при действии импульсов команды с самой большой длительностью счетчик 1 дешифратора успевает заполниться за время действия одного

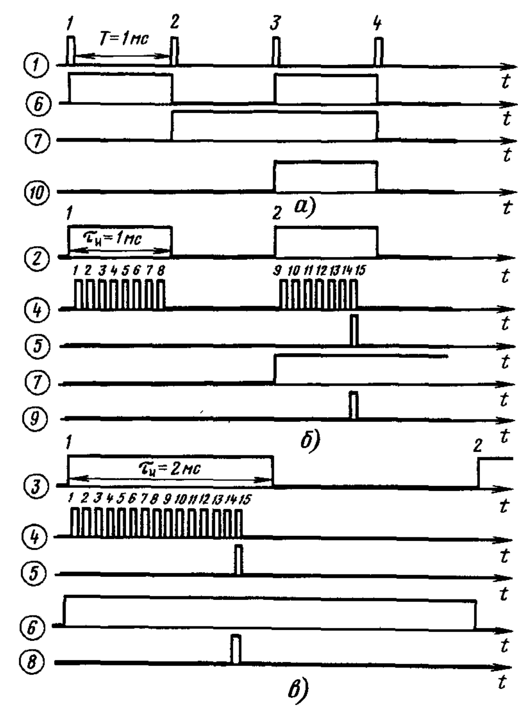


Рис. 8.119

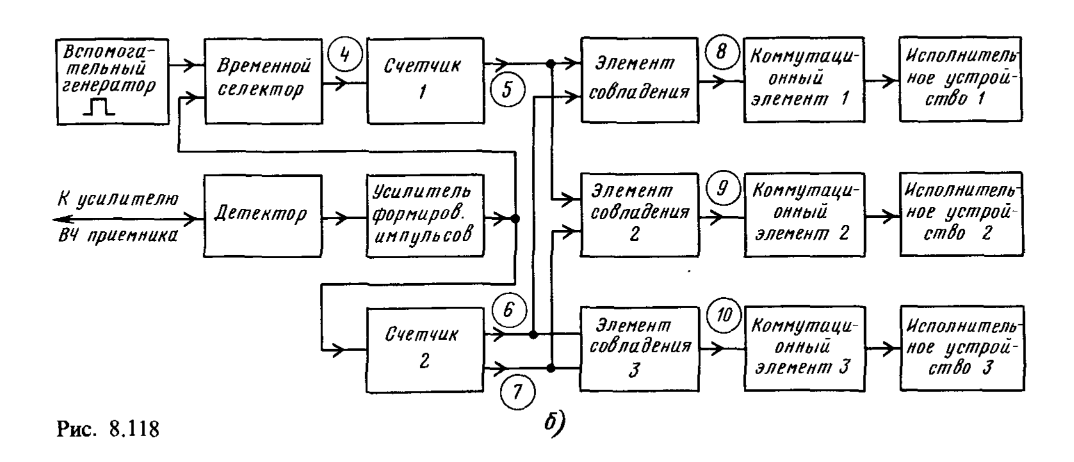


Рис. 8.118

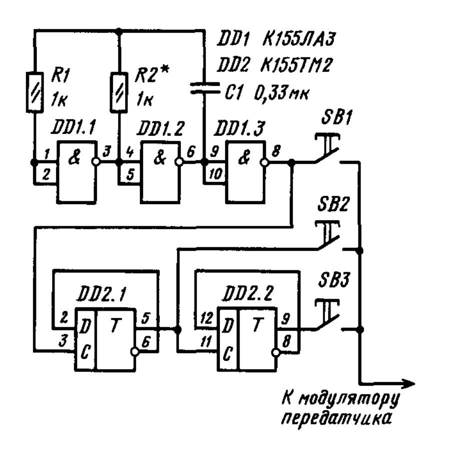


Рис. 8.120

импульса команды. На выходе этого счетчика появится управляющий импульс (см. рис. 8.119, *в*). При этом счетчик 2 успевает зафиксировать только один импульс команды. Управляющий импульс появится на верхнем по схеме выходе счетчика 2 дешифратора. Совпадение во времени управляющих импульсов на выходах обоих счетчиков произойдет в этом случае на элементе совпадения 1 и вызовет срабатывание коммутационного элемента 1, который включит исполнительное устройство 1.

Таким образом, счетчик 2 определяет число импульсов в команде, а счетчик 1 – длительность импульса команды. Применение такого способа шифрации и дешифрации команд не требует синхронизации приемной и передающей частей комплекса.

Схема шифратора изображена на рис. 8.120. Основной генератор импульсов выполнен на элементах DD1.1 и DD1.3 микросхемы DD1. Период повторения импульсов 1 мс. Делители частоты собраны на триггерах микросхемы DD2.

Схема дешифратора приведена на рис. 8.121. Временной селектор и вспомогательный генератор выполнены на элементах DD1.1–DD1.3. Период повторения вспомогательных импульсов 0,1 мс. Счетчик 1 собран на микросхеме DD3 и элементе DD4, а счетчик 2 – на микросхеме DD2 и элементе DD5.2. Элементы совпадения выполнены на логических элементах DD5.3, DD6.1, DD6.3, коммутационные элементы – на тринисторах VD3–VD5. Узел, состоящий из конденсаторов C3, C4, резистора R5 и элемента DD1.4, представляет собой устройство для начальной установки счетчиков.

При появлении импульсов команды на входе дешифратора срабатывает электронный ключ, выполненный на транзисторах VT1, VT2, и реле K1. Контактами K1.1 реле включает питание дешифратора, при этом на выходе устройства начальной установки счетчиков формируется установочный импульс, после чего начинается счет импульсов. Устройство, составленное из диода VD1, резисторов R3, R4 и конденсатора C2, является выпрямителем импульсов, управляющим работой электронного ключа.

Как только один из счетчиков заполнится, управляющий импульс с его выхода установит

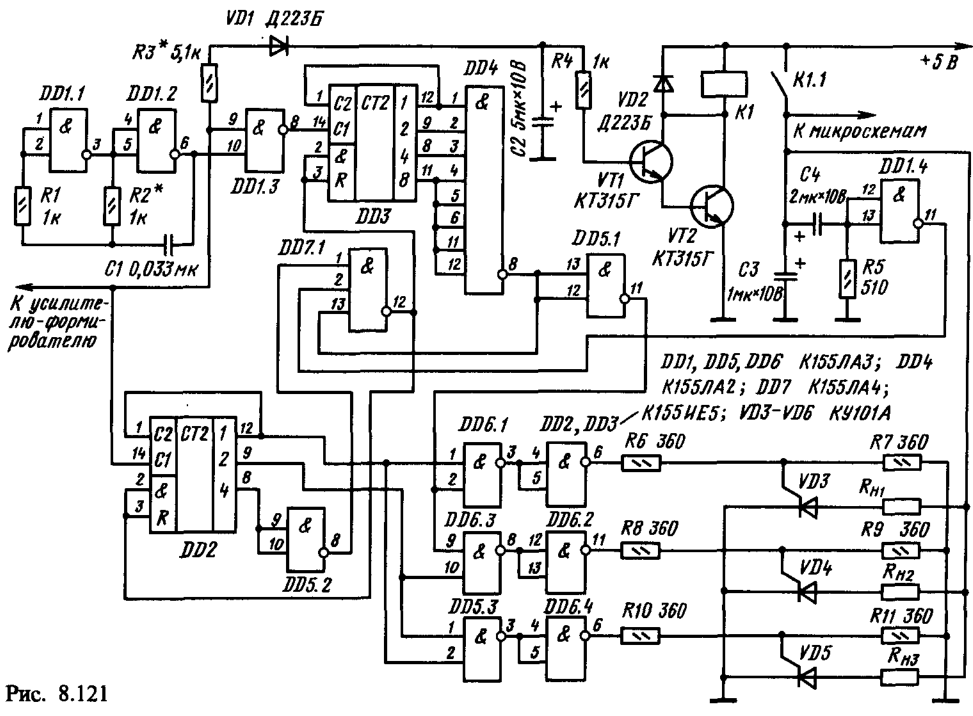


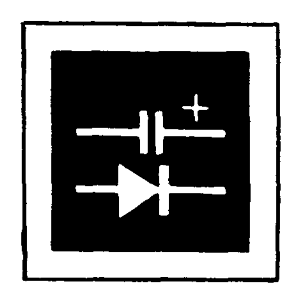
Рис. 8.121

оба счетчика в исходное состояние и счет повторится снова. С подачей импульса с элемента совпадения на управляющий электрод того или иного тринистора он открывается и остается открытым до тех пор, пока действует сигнал команды. По окончании действия сигнала команды электронный ключ выключится, дешифратор обесточится и все включенные тринисторы закроются.

Для налаживания дешифратора потребуется генератор импульсов. С выхода генератора импульсы длительностью 2 мс с периодом следования 4 мс и амплитудой 4,5 В подают на вход дешифратора. Сначала предварительно подбирают резистор R3 таким, чтобы при подаче импульсов четко срабатывали электронный ключ и реле K1. Затем, изменяя частоту вспомогательного генератора, добиваются включения тринистора VD3. Далее с выхода генератора импульсов на вход дешифратора подают импульсы длительностью 1 мс с периодом следования 2 мс. И в этом случае должны четко срабатывать реле K1 и тринистор VD4. Если тринистор VD4 не открывается, следует немного уменьшить частоту вспомогательного генератора дешифратора.

Наконец, с генератора импульсов подают импульсы длительностью около 0,1 мс и периодом следования 1 мс; при этом должны сработать реле K1 и тринистор VD5. Окончательно уточняют сопротивление резистора R3. Наряду с уверенным срабатыванием электронного ключа при действии на входе дешифратора самых коротких импульсов не должно быть заметного шунтирования выпрямителем временного селектора и счетчика 2.

Налаживание шифратора состоит в установке периода повторения импульсов основного генератора, равного 1 мс; длительность импульсов некритична и может составлять 0,1 ... 0,5 мс.



ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОАППАРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 9

Содержание

9.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Выпрямительное устройство предназначено для преобразования переменного тока в постоянный и в общем случае состоит из трех основных узлов: трансформатора, выпрямителя и сглаживающего фильтра. В случае необходимости добавляется стабилизатор напряжения.

Режим выпрямителя в значительной степени определяется типом фильтра, включенного на его выходе. В маломощных выпрямителях, питающихся от однофазной сети переменного тока, применяются емкостные фильтры, Г-образные LC, RC и П-образные CLC и CRC фильтры.

Емкостный фильтр характерен для выпрямителей, рассчитанных на малые токи нагрузки. На выходе выпрямителя параллельно нагрузке включается конденсатор для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения. Реакция нагрузки на выпрямитель зависит от емкости конденсатора, сопротивление которого для переменной составляющей много меньше сопротивления нагрузки.

Если фильтр выпрямителя начинается с дросселя, обладающего большой индуктивностью, то нагрузка выпрямителя – индуктивная.

Выпрямитель характеризуется: выходными параметрами; параметрами, характеризующими режим диодов, и параметрами трансформатора. Наиболее распространенный вентиль в маломощных радиолюбительских устройствах – полупроводниковый диод.

К выходным параметрам выпрямителя относятся: номинальное среднее выпрямленное напряжение U_0; номинальный средний выпрямленный ток I_0; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $k_{п01}$; частота пульсации выпрямленного напряжения $f_п$; внутреннее сопротивление выпрямителя r_0.

Коэффициентом пульсации $k_{п01}$ называется отношение амплитуды первой гармоники выпрямленного напряжения U_{01} к среднему значению выпрямленного напряжения U_0.

Диоды в выпрямителях характеризуются средним значением прямого тока $I_{пр\,ср}$; действующим значением тока $I_{пр}$; амплитудой тока $I_{пр\,max}$;

амплитудой обратного напряжения $U_{обр\,max}$; средней мощностью $P_{пр\,ср}$.

Для трансформаторов, работающих в выпрямителях, определяются действующие значения напряжений U_1, U_2 и токов I_1, I_2 первичной и вторичной обмоток; мощности первичной и вторичной обмоток S_1, S_2; габаритная мощность трансформатора $S_г$.

В выпрямителях для питания аппаратуры от однофазной сети переменного тока применяются однополупериодная схема выпрямления, двухполупериодная схема выпрямления с выводом средней точки, мостовая схема, схема с удвоением напряжения и схема умножения напряжения.

Выпрямители по *однополупериодной* схеме (рис. 9.1, *а*) применяются в основном с емкостным фильтром и обычно рассчитаны на выпрямленные токи до десятков миллиампер. Преимуществом таких выпрямителей являются простота и возможность работы без трансформатора. К их недостаткам относятся: низкая частота пульсаций; высокое обратное напряжение на вентиле; плохое использование трансформатора (в случае его наличия), подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током.

Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки (рис. 9.1, *б*) работает в основном с емкостным, Г- и П-образным RC и LC фильтрами. Основные преимущества этого выпрямителя – повышенная частота пульсации; малое число вентилей; возможность применения общего радиатора без изоляции вентилей. Недостатками его являются бо́льшая габаритная мощность трансформатора по сравнению с выпрямителем по мостовой схеме и по схеме удвоения напряжения (см. ниже) и повышенное обратное напряжение на вентиле.

Однофазный выпрямитель по мостовой схеме (рис. 9.1, *в*) из всех вариантов двухполупериодных выпрямителей обладает наилучшими технико-экономическими показателями. Применяется в основном с емкостным, Г- и П-образными RC и LC фильтрами. Достоинства такого выпрямителя – повышенная частота пульсации; относительно небольшое обратное напряжение; хорошее использование трансформатора; возможность работы от сети переменного тока без трансформатора. К недостаткам выпрямителя относятся повышенное падение напряжения в диодном комплекте, невозможность установки однотипных полупроводниковых вентилей на одном радиаторе без изолирующих прокладок.

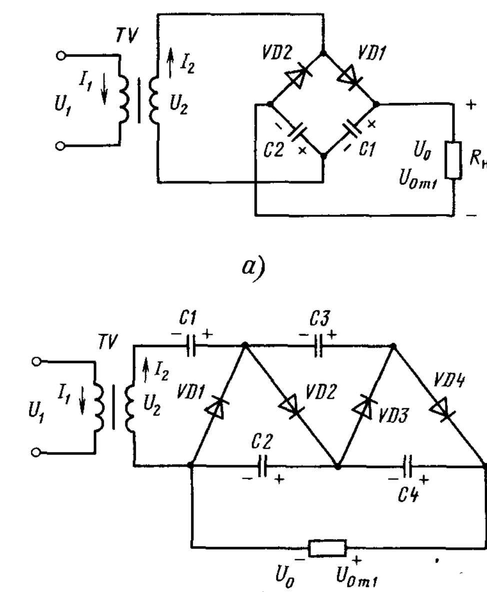


Рис. 9.2

Выпрямитель *с удвоением напряжения* (рис. 9.2, *а*) применяется в выпрямителях, выполненных на повышенные напряжения (1...2 кВ) при небольших токах нагрузки. Этот выпрямитель, как и предыдущий, обладает повышенной частотой пульсаций; пониженным обратным напряжением; хорошим использованием трансформатора; возможностью работы без трансформатора.

Несимметричные выпрямители с умножением напряжения (рис. 9.2, *б*) находит применение в высоковольтных выпрямителях при малых токах

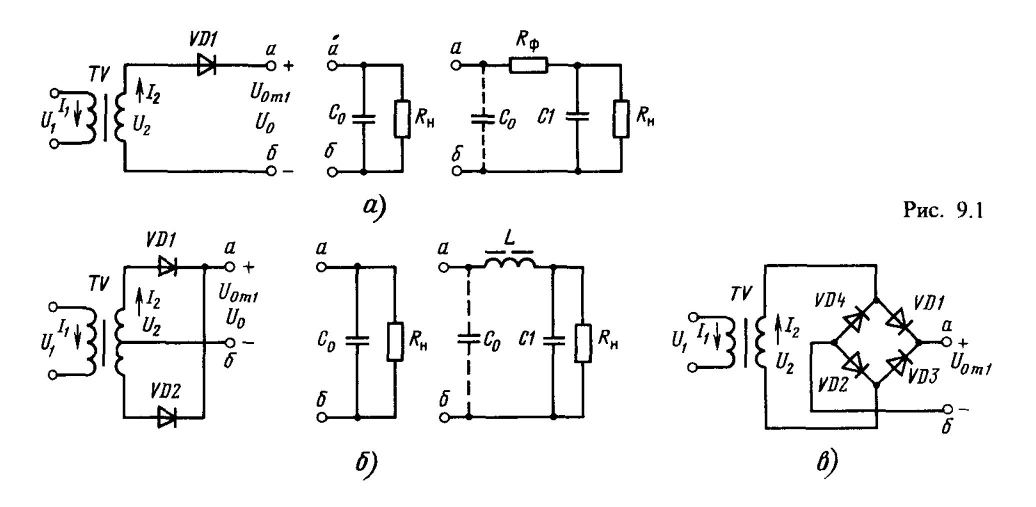


Рис. 9.1

нагрузки, в режиме, близком к холостому ходу. Коэффициент умножения напряжения зависит от числа каскадов, каждый из которых состоит из диода и конденсатора (на рис. 9.2, *б*, четыре каскада). Напряжение на всех конденсаторах, кроме C1, равно $2U_{2m}$. На C1 напряжение равно U_{2m}. Частота пульсации равна частоте сети; обратное напряжение на диоде равно удвоенной амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора $2U_{2m}$.

9.2. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

В результате расчета выпрямителя должны быть определены параметры и тип диодов и параметры трансформатора.

Расчет выпрямителей, работающих на емкостной и Г-образный RC фильтры

При расчете исходными величинами являются номинальное выпрямленное напряжение U_0, В; ток нагрузки I_0, А; сопротивление нагрузки $R_н = U_0/I_0$, Ом; выходная мощность $P_0 = U_0I_0$, Вт; номинальное напряжение сети U_1, В; относительное отклонение напряжения сети в сторону повышения и понижения $a_{max} = (U_{1max} - U_1)/U_1$; $a_{min} = (U_1 - U_{1min})/U_1$; частота тока сети f_c, Гц, допустимый коэффициент пульсации $k_{п01} = U_{01\sim}/U_0$.

Возможный порядок расчета:

1. На основании рекомендаций § 9.1 выбираем вариант схемы выпрямителя.

Если выбран вариант с умножением напряжения (рис. 9.2, *б*), то ориентировочно выбираем число каскадов умножения k. Желательно k выбирать так, чтобы напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 не превышало 2...3 кВ, в этом случае напряжение на конденсаторах $U_{C2} = U_{C4} = 2U_2$ не должно превышать 4...6 кВ. Число конденсаторов и диодов при этом n = 2k.

2. Определяем сопротивления трансформатора $r_{тр}$ вентиля $r_{пр}$ и по их значениям находим сопротивление фазы выпрямителя $r_ф$.

В формулах табл. 9.1 B, Т, – магнитная индукция; j, А/мм², – средняя плотность тока в обмотках трансформатора; n = 2k, где k – число каскадов умножения. Магнитную индукцию B принимаем равной 1,1...1,5 Т; задаемся $j \simeq 2...3{,}5$ А/мм².

Для определения сопротивления диода в прямом направлении $r_{пр}$ необходимо ориентировочно выбрать его тип и из справочника определить прямое падение напряжения $U_{пр}$.

Выбор диода осуществляется по среднему выпрямленному току $I_{пр.ср}$ и амплитуде обратного напряжения $U_{обр max}$. Приближенные значения $I_{пр.ср}$ и $U_{обр max}$ приведены в табл. 9.2

Таблица 9.2. **Приближенные значения** $I_{пр.ср}$ и $U_{обр max}$

Схема выпрямления	$I_{пр.ср}$	$U_{обр max}$
Рис. 9.1,*а*	I_0	$3U_0(1 + a_{max})$
Рис. 9.1,*б*	$I_0/2$	$3U_0(1 + a_{max})$
Рис. 9.1,*в*	$I_0/2$	$1{,}5U_0(1 + a_{max})$
Рис. 9.2,*а*	I_0	$1{,}5U_0(1 + a_{max})$
Рис. 9.2,*б*	I_0	$3U_0(1 + a_{max})/n$

Диод должен быть выбран так, чтобы его максимально допустимое обратное напряжение было больше, чем в рабочем режиме выпрямления. Ток $I_{пр.ср}$ должен быть меньше максимально допустимого среднего тока диода, указанного в справочнике.

Выбрав тип диода, находим $U_{пр}$ и определяем сопротивление вентиля $r_{пр} = U_{пр}/I_{пр.ср}$.

Если выпрямители по схемам рис. 9.1, *а*–*в* работают на Г-образный RC фильтр, то в сопротивление фазы $r_ф$ следует включить сопротивление фильтра $R_ф$, принимаемое равным (0,1...0,25) $R_н$.

3. Определяем параметр A:

$A = I_0\pi r_ф/U_0$ (для рис. 9.1, *а*);

$A = I_0\pi r_ф/2U_0$ (для рис. 9.1, *б*, *в*);

Таблица 9.1. **К определению** $r_{тр}$ и $r_ф$

Схема выпрямления	$r_{тр}$	$r_ф$
Рис. 9.1,*а* Рис. 9.1,*б* Рис. 9.1,*в*	$(2...2{,}35)\dfrac{U_0 j}{I_0 f_c B}\sqrt[4]{\dfrac{f_c Bj}{1{,}6U_0I_0}}$	$r_{тр} + r_{пр}$ $r_{тр} + r_{пр}$ $r_{тр} + 2r_{пр}$
Рис. 9.2,*а*	$(0{,}5...0{,}6)\dfrac{U_0 j}{I_0 f_c B}\sqrt[4]{\dfrac{f_c Bj}{1{,}6U_0I_0}}$	$r_{тр} + r_{пр}$
Рис. 9.2,*б*	$(2...2{,}35)\dfrac{U_0 j}{I_0 n^2 f_c B}\sqrt{\dfrac{f_c Bj}{1{,}6U_0I_0}}$	$r_{тр} + (r_{пр}/2n)$

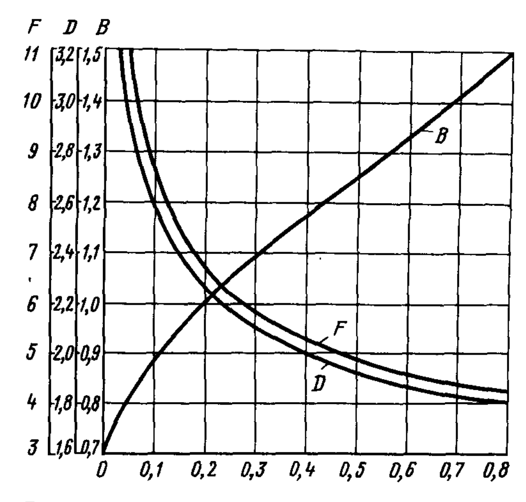


Рис. 9.3

Таблица 9.3. **Параметры выпрямителей при работе на емкостную нагрузку (рис. 9.1 и 9.2)**

Схема выпрямления	U_2	I_2	I_1	$S_г$	$U_{обр\,max}$	$I_{пр.ср}$	$I_{пр}$	$I_{пр\,max}$	$f_п$
Однополупериодная	BU_0	DI_0	$I_0\sqrt{D^2-1} \times w_2/w_1$	$0{,}5BD \times \sqrt{D^2-1} \times P_0$	$2{,}82BU_0 \times (1 + a_{max})$	I_0	DI_0	FI_0	f_c
Двухполупериодная со средней точкой	BU_0	$0{,}5DI_0$	$0{,}71DI_0 \times w_2/w_1$	$0{,}85BD \times P_0$	$2{,}82BU_0 \times (1 + a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}5FI_0$	$2f_c$
Мостовая	BU_0	$0{,}71DI_0$	$0{,}71DI_0 \times w_2/w_1 \sim$	$0{,}7BDP_0$	$1{,}41BU_0 \times (1 + a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}5FI_0$	$2f_c$
Удвоением напряжения	$0{,}5BU_0$	$1{,}41DI_0$	$1{,}41DI_0 \times w_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$1{,}41BU_0 \times (1 + a_{max})$	I_0	DI_0	FI_0	$2f_c$
Умножением напряжения	$(BU_0)/n$	$0{,}71DI_0n$	$0{,}707DI_0 \times nw_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$2{,}82BU_0 \times (1 + a_{max})/n$	I_0	DI_0	FI_0	$f_c^*, 2f_c^{**}$

* На нечетных конденсаторах.
** На четных конденсаторах.

$$A = 2I_0\pi r_ф/U_0 \quad \text{(для рис. 9.2, а)};$$
$$A = I_0\pi r_ф n^2/2U_0 \quad \text{(для рис. 9.2, б)}.$$

4. Определив A из графиков рис. 9.3, найдем параметры B, D, F. Из выражений, приведенных в табл. 9.3, определяем U_2, I_2, I_1, $S_г$, $U_{обр\,max}$, $I_{пр.ср}$, $I_{пр}$, $I_{пр\,max}$.

Проверяем, подходят ли выбранные диоды по величинам $U_{обр\,max}$, $I_{пр.ср}$, $I_{пр}$.

5. Из графиков рис. 9.4 определяем параметр H.

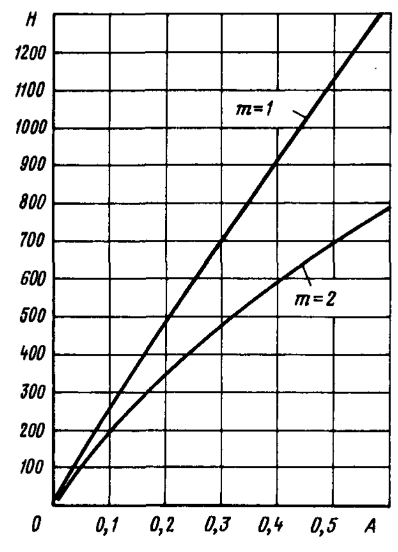


Рис. 9.4

Для схем рис. 9.1, *а* и 9.2, *а* H определяем по кривой m = 1, для схем 9.1, *б*, *в* – по кривой m = 2.

По заданному коэффициенту пульсации $k_{п01}$ и величине H определяем емкости, мкФ:

$$C = \frac{H}{r_ф k_{п01}} \quad \text{(для рис. 9.1, а–в)};$$

$$C_1 = C_2 = \frac{H}{2r_ф k_{п01}} \quad \text{(для рис. 9.2, а)}.$$

Задаваемое в начале расчета значение $k_{п01}$ не должно превышать (0,1...0,15), а также максимально допустимое значение, указанное в ТУ на конденсаторы.

При выборе конденсаторов для выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 9.2, *а*) необходимо учесть, что коэффициент пульсации на каждой емкости приблизительно в 2 раза больше, чем результирующий.

Выпрямитель с умножением напряжения емкости конденсаторов всех звеньев принимают одинаковым и равными, мкФ,

$$C = \frac{I_0}{f_c U_0} 2(n+2)10^6.$$

6. В результате расчета получаем исходные данные для определения параметров трансформатора выпрямителя U_1, U_2, I_2, $S_г$.

Расчет выпрямителей, работающих на фильтр, начинающийся с индуктивности (рис. 9.1, *б*, *в*). Исходные данные для расчета: U_0, В; I_0, А; $R_н$, Ом; $P_0 = U_0I_0$, Вт; U_1, В; a_{max}, a_{min}; f_c, Гц.

1. По формулам, приведенным в табл. 9.4, определяем параметры диодов $U_{обр\,max}$, $I_{пр.ср}$, $I_{пр}$. Выбираем диоды с учетом того, что обратное

Таблица 9.4. **Параметры выпрямителей при работе на индуктивную нагрузку (рис. 9.1, *б*, *в*)**

Тип выпрямителя	U_2	I_2	I_1	$S_г$	$U_{обр\,max}$	$I_{пр.ср}$	$I_{пр}$	$I_{пр\,max}$	$f_п$	$k_{п01}$
Двухполупериодный со средней точкой	$1{,}11U_{0xx}$	$0{,}707I_0$	I_0w_2/w_1	$1{,}34P_0$	$3{,}14U_0 \times (1 + a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}707I_0$	I_0	$2f_c$	0,67
Мостовой	$1{,}11U_{0xx}$	I_0	I_0w_2/w_1	$1{,}11P_0$	$1{,}57U_0 \times (1 + a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}707I_0$	I_0	$2f_c$	0,67

напряжение $U_{обр\,max}$, приложенное к диоду, должно быть меньше максимального обратного напряжения для выбранного типа диода. Ток $I_{пр.ср}$ должен быть меньше предельно допустимого среднего тока, указанного в справочнике. Из справочника определяем прямое падение напряжения на диоде $U_{пр}$.

2. По формулам, приведенным в табл. 9.1, находим сопротивление трансформатора.

3. Определяем напряжение холостого хода

$$U_{o\,xx} = U_0 + I_0 r_{тр} + U_{пр} N,$$

где N – число диодов, работающих одновременно, N = 1 для схемы рис. 9.1 *а, б* и N = 2 для схемы рис. 9.1 *в*.

4. По значениям $U_{o\,xx}$, I_0, P_0 из табл. 9.4 определяем параметры трансформатора U_2, I_2, I_1, $S_г$. Они являются исходными для расчета трансформатора.

9.3. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Параметры фильтра

Основным параметром сглаживающих фильтров является коэффициент сглаживания, который определяется отношением коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на его выходе (на нагрузке):

$$q = k_{п.вх}/k_{п.вых}.$$

Коэффициент пульсации на входе фильтра определяется типом схемы выпрямления и равен

$$k_{п.вх} = U_{0m1}/U_0 = k_{п01},$$

где U_{0m1} и U_0 – амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая выпрямленного напряжения.

Коэффициент пульсации на выходе фильтра $k_{п.вых} = U_{нm1}/U_н$, где $U_{нm1}$ и $U_н$ – амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая напряжения на нагрузке.

Расчет индуктивно-емкостных фильтров

Наиболее широко используют Г-образный индуктивно-емкостный фильтр (рис. 9.5). Для сглаживания пульсации таким фильтром необходимо, чтобы $x_C \ll R_н$, $ax_L \gg x_C$.

При выполнении этих условий, пренебрегая потерями в дросселе, получим коэффициент сглаживания Г-образного фильтра

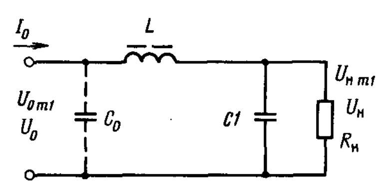


Рис. 9.5

$$q \approx U_{0m1}/U_{нm1} = (m\omega)^2 LC - 1,$$

где $\omega = 2\pi f$. Для схем рис. 9.1, *б, в* m = 2.

Для f_c = 50 Гц

$$LC_1 = 10(q + 1)/m^2.$$

Определив произведение LC_1, Гн·мкФ, необходимо найти значения L и C_1 в отдельности.

Одним из основных условий выбора L является обеспечение индуктивной реакции фильтра на выпрямитель, необходимой для большей стабильности внешней характеристики выпрямителя. Кроме того, при индуктивной реакции фильтра меньше действующие значения токов в вентилях и обмотках трансформатора, а также меньше габаритная мощность трансформатора. Для обеспечения индуктивной реакции необходимо, чтобы

$$L \geqslant \frac{2U_0}{(m^2 - 1)m\omega I_0} = \frac{2R_н}{(m^2 - 1)m\omega}.$$

Выбрав индуктивность дросселя и зная произведение LC_1, можно определить емкость C_1.

При расчете фильтра необходимо также обеспечить такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конденсатора, при котором не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсации выпрямленного напряжения и частоте изменения тока нагрузки.

Если нагрузка постоянна, то условием отсутствия резонанса является

$$\omega_0 \leqslant m\omega/2,$$

где ω_0 – собственная угловая частота фильтра, равная $1/\sqrt{LC_1}$. Это условие выполняется при q > 3.

Если ток нагрузки изменяется с угловой частотой $\omega_н$, то условие отсутствия резонанса можно записать в виде

$$\omega_0 \leqslant \omega_н/2,$$

где $\omega_н = 2\pi f_н$ – частота тока нагрузки.

Зная L, можно рассчитать или выбрать стандартный дроссель фильтра. По найденной из расчета емкости C_1 можно выбрать конденсатор. При этом необходимо, чтобы мгновенное значение напряжения на нем не превышало его номинального напряжения. Для этого конденсатор следует выбрать на напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети, увеличенное на 15...20%. Это необходимо для обеспечения надежной работы конденсаторов при перенапряжениях, возникающих при включении выпрямителя. Необходимо также, чтобы амплитуда переменной составляющей напряжения на конденсаторе не превышала предельно допустимого значения.

П-образный CLC фильтр (рис. 9.5) можно представить в виде двухзвенного фильтра, состоящего из емкостного звена с емкостью C_0 и Г-образного звена с L и C_1. При расчете П-образного фильтра емкость C_0 и коэффициент пульсации напряжения на емкости C_0 известны из расчета выпрямителя.

Коэффициент сглаживания Г-образного звена фильтра равен отношению коэффициентов пуль-

сации напряжения на емкости C_0 и сопротивлении нагрузки. Зная коэффициент сглаживания Г-образного звена, можно определить произведение LC_1.

В П-образном фильтре наибольший коэффициент сглаживания достигается при $C_0 = C_1$. Индуктивность дросселя L определяем по ранее приведенной формуле.

Расчет резистивно-емкостных фильтров

В выпрямителях малой мощности в некоторых случаях применяются фильтры, состоящие из резистора и конденсатора (рис. 9.6). В таком фильтре теряется относительно большое напряжение и соответственно имеют место значительные потери энергии в резисторе $R_ф$, но габаритные размеры и стоимость такого фильтра меньше, чем индуктивно-емкостного.

Коэффициент сглаживания Г-образного RC фильтра (рис. 9.6)

$$q = m\omega C_1 \frac{R_н R_ф}{R_н + R_ф}.$$

Выражая R в омах, C в микрофарадах, получаем для $f_c = 50$ Гц

$$R_ф C_1 R_н/(R_н + R_ф) \approx 3200q/m.$$

Сопротивление резистора $R_ф$ определяется с учетом КПД фильтра.

Оптимальный КПД имеет порядок 0,6...0,8. При КПД, равном 0,8, $R_ф = 0{,}25R_н$.

Емкости определяются по формуле

$$C_1 = 16I_0q/(mU_0),$$

где I_0 – ток нагрузки, мА.

При $R_ф = 0{,}25\ R_н$ напряжение на входе фильтра $U_0 = 1{,}25\ U_н$.

Расчет П-образного резистивно-емкостного фильтра (рис. 9.6) проводится, как и в случае П-образного LC фильтра, разделением этого фильтра на емкостной C_0 и Г-образный LC_1 фильтр.

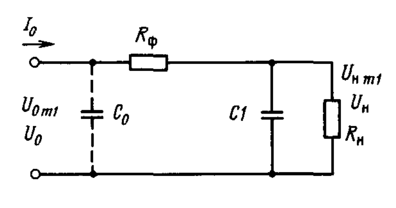


Рис. 9.6

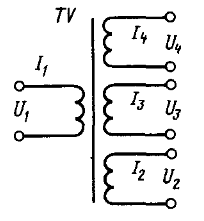


Рис. 9.7

9.4. РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Маломощные силовые трансформаторы при их массовом производстве проектируют и изготовляют на стандартных сердечниках, составляющих унифицированные ряды.

Для питания аппаратуры от сети 50 Гц широко применяются трансформаторы броневого и стержневого типов. По технико-экономическим показателям предпочтительны трансформаторы стержневого типа, выполненные на стандартных магнитопроводах оптимальной формы. Броневая конструкция практически равноценна стержневой по массе, но уступает по объему и стоимости. Несмотря на эти недостатки для малых мощностей (до 100...200 В·А) при напряжениях менее 1000 В, отдают предпочтение броневым трансформаторам, как более простым по конструкции. При мощности в несколько сотен вольт-ампер наиболее перспективными являются стержневые трансформаторы с двумя катушками на ленточных магнитопроводах оптимальной формы.

Заданными величинами при расчете трансформатора (рис. 9.7) являются напряжение питающей сети U_1 (В); напряжения вторичных обмоток U_2, U_3...(В); токи вторичных обмоток I_2, I_3,...(А); частота тока сети питания f_c (Гц).

Расчет трансформатора проводится в следующем порядке:

1. Определяем ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = I_{1(2)} + I_{1(3)} + ...I_{1(n)}.$$

Составляющие тока первичной обмотки, вызванные токами вторичных обмоток, нагруженных на выпрямители, определяются по формулам, приведенным в табл. 9.3 и 9.4.

Составляющие, вызванные токами вторичных обмоток, при резистивной нагрузке равны

$$I_{1(n)} = I_n U_n / U_1,$$

где $n \geqslant 2$ – порядковый номер обмотки.

2. Определяем габаритную мощность трансформатора

$$S_г = (U_1I_1 + U_2I_2 + U_3I_3 + ... + U_nI_n)/2\eta.$$

Здесь η – КПД, значение которого для маломощных трансформаторов находится в пределах 0,75...0,95.

3. По габаритной мощности трансформатора выбираем магнитопровод на данную мощность.

Стандартный магнитопровод можно выбрать также по произведению $S_{ст}\ S_{ок}$, см^4, где $S_{ст}$ и $S_{ок}$ – площадь поперечного сечения стержня магнитопровода и площадь окна ($S_{ст} = ba$; $S_{ок}ch$):

$$S_{ст}S_{ок} = S_г \cdot 10^2/(2{,}22 f_c B j k_м k_c \eta).$$

Для броневых и стержневых трансформаторов, выполненных на пластинчатых магнитопроводах из горячекатаной стали, индукцию в стержне сердечника можно принять в пределах B = 1,2...1,3 Т. В трансформаторах, выполненных на ленточных сердечниках из холоднокатаной стали, B = 1,5...1,65 Т.

Плотность тока j в проводах обмоток транс-

форматора может составлять 3,5...4,5 А/мм^2 для трансформаторов мощностью до 100 В·А и 2,5...3,5 А/мм^2 для трансформаторов мощностью от 100 до 500 В·А.

Значения коэффициентов заполнения медью окна сердечника $k_м$ при $f_с = 50$ Гц:

$S_г$, В·А	$k_м$
15 ... 50	0,22 ... 0,28
50 ... 150	0,28 ... 0,34
150 ... 300	0,34 ... 0,36
300 ... 1000	0,36 ... 0,38

Значения коэффициентов заполнения сталью площади поперечного сечения стержня магнитопровода:

Толщина листа (ленты)	$k_с$ *для пластинчатых магнитопроводов*	$k_с$ *для ленточных магнитопроводов*
0,35 ... 0,5	0,89 ... 0,93	0,95 ... 0,97
0,2 ... 0,35	0,82 ... 0,89	0,93 ... 0,95

КПД определяем из рис. 9.8.

Определив $S_{ст}$ $S_{ок}$, выбираем стандартный магнитопровод, у которого данное произведение больше или равно расчетному.

Выбрав из таблиц магнитопровод, находим его основные размеры.

4. Определяем число витков обмоток трансформатора

$$W_1 = \frac{U_1(1 - \Delta U_1/100)\cdot 10^4}{4{,}44 f\, B\, S_{ст}};$$

$$W_{2,3n} = \frac{U_2(1 + \Delta U_2/100)\cdot 10^4}{4{,}44 f\, B\, S_{ст}}.$$

Падение напряжения находим на рис. 9.9.

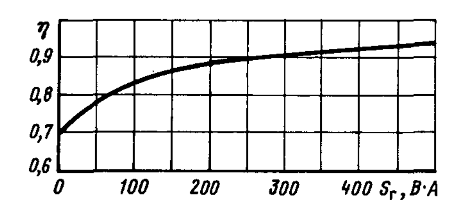


Рис. 9.8

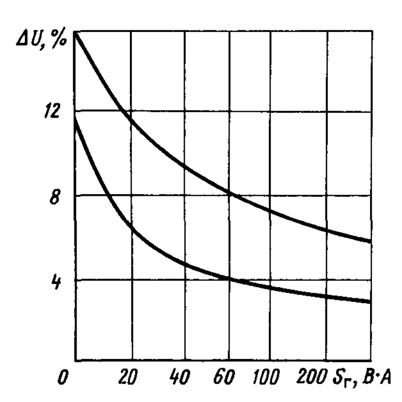


Рис. 9.9

5. Определяем диаметр проводов обмоток трансформатора (без учета толщины изоляции)

$$D_{1,2,3,\ldots,n} = 1{,}13\sqrt{I_{1,2,3,\ldots,n}/j}\,.$$

Выбираем марку провода и определяем диаметры проводов обмоток трансформатора с учетом толщины изоляции $d_{1\,из}$, $d_{2\,из}$, ... , $d_{n\,из}$. Обмотки маломощных низковольтных трансформаторов выполняются в основном из проводов с эмалевой изоляцией (ПЭ, ПЭВ-1, ПЭВ-2).

6. Определяем толщину обмоток трансформатора и проверяем, умещаются ли они в окне выбранного сердечника.

9.5. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Классификация и основные параметры

Стабилизаторами напряжения называются устройства, автоматически поддерживающие постоянство напряжения на стороне потребителя с заданной степенью точности. Они подразделяются в зависимости от рода напряжения на стабилизаторы переменного и постоянного напряжения. По принципу действия стабилизаторы делятся на параметрические и компенсационные.

Основными параметрами стабилизаторов постоянного напряжения, характеризующими качество стабилизации, являются:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению – отношение относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вмх}}\frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{вых}$ – приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки; $U_{вх}$, $U_{вых}$ – номинальные входное и выходное напряжения стабилизатора.

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i, равное отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_н$ при неизменном входном напряжении:

$$r_i = -\Delta U_{вых}/\Delta I_н.$$

Зная внутренее сопротивление, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей ома.

3. Коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = \frac{U_{вх\,m1}}{U_{вых\,m1}}\frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $U_{вх\,m1}$, $U_{вых\,m1}$ – соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения

Для стабилизации напряжения постоянного тока используются нелинейные элементы, напряжение на которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких элементов часто применяются кремниевые стабилитроны и стабисторы.

Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны могут быть включены последовательно. Параллельное включение стабилитронов недопустимо, так как небольшая разница в рабочих напряжениях, которая всегда имеет место, приводит к неравномерному распределению протекающих через них токов.

На рис. 9.10, *а* представлена схема однокаскадного параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах.

При увеличении напряжения на входе стабилизатора ток через стабилитрон VD1 резко возрастает, что приводит к увеличению падения напряжения на гасящем резисторе $R_{г1}$. Приращение напряжения на гасящем резисторе примерно равно приращению напряжения на входе стабилизатора, так что напряжение на выходе стабилизатора при этом изменяется незначительно. Для термокомпенсации включены диоды $VD_к$.

Если необходимо получить большую точность стабилизации, применяют двухкаскадный стабилизатор (рис. 9.10, *б*). Коэффициент стабилизации в этом случае равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов.

На рис. 9.10, *в* дана схема параметрического стабилизатора, в котором вместо гасящего резистора включен стабилизатор тока. Включение стабилизатора тока эквивалентно включению гасящего резистора с очень большим сопротивлением и позволяет повысить КПД вследствие уменьшения входного напряжения при достаточно большом коэффициенте стабилизации.

Расчет параметрических стабилизаторов

Исходные данные: номинальное значение выходного напряжения $U_{вых}$, В; максимальный и минимальный токи нагрузки $I_{н\,max}$, $I_{н\,min}$, А; коэффициент стабилизации $K_{ст}$; внутреннее сопротивление r_i, Ом; амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{вых\,m1}$, В; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения a_{max}, a_{min}.

Расчет однокаскадного стабилизатора

1. Зная $U_{вых}$, по напряжению стабилизации выбираем тип стабилитрона VD1 или тип и число последовательно включенных стабилитронов; определяем дифференциальное сопротивление $r_{ст}$, предельные токи стабилизации $I_{ст\,min}$, $I_{ст\,max}$, напряжение стабилизации $U_{ст}$ (при последовательном включении нескольких стабилитронов $U_{ст} = \sum_1^n U_{ст\,n}$, $r_{ст} = \sum_1^n r_{ст\,n}$, где n – число стабилитронов).

2. Уточняем выходное напряжение стабилизатора

$$U_{вых} = U_{ст}.$$

3. Задаемся коэффициентом пульсации на входе стабилизатора

$$k_{п.\,вх} = U_{вх\,m1}/U_{вх} = a_\sim = 0{,}02 \ldots 0{,}05.$$

4. Определяем максимальный коэффициснт стабилизации

$$K_{ст\,max} = \frac{U_{вых}(1 - a_{min} - a_\sim)}{(I_{н\,max} + I_{ст\,min})\,r_{ст}}.$$

Убеждаемся, что заданная величина $K_{ст} < K_{ст\,max}$.

Если $K_{ст} > K_{ст\,max}$, необходимо применить варианты рис. 9.10, *б, в*.

5. Определяем номинальное, минимальное и максимальное значения входного напряжения стабилизатора:

$$U_{вх} = \frac{U_{вых}}{1 - a_{min} - a_\sim} \Big/ \frac{1 - K_{ст}}{K_{ст\,max}};$$

$$U_{вх\,min} = U_{вх}(1 - a_{min});$$

$$U_{вх\,max} = U_{вх}(1 + a_{max}).$$

6. Определяем сопртивление резистора $R_{г1}$

$$R_{г1} \leqslant [U_{вх}(1 - a_{min} - a_\sim) - U_{вых}]/(I_{н\,max} + I_{ст\,min}).$$

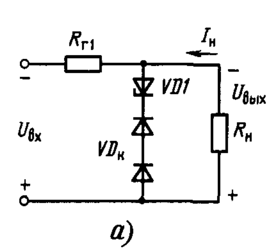
Определяем мощность, рассеиваемую в резисторе $R_{г1}$:

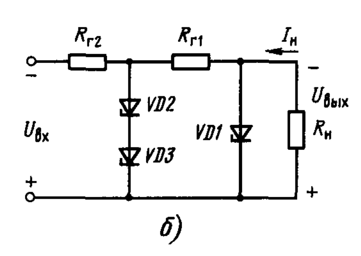
$$P_{Rг1} = (U_{вх\,max} - U_{вых})^2/R_{г1}.$$

По ГОСТу выбираем резистор с ближайшим меньшим номиналом на соответствующую мощность.

7. Находим максимальный ток стабилитрона

$$I_{ст\,max} = [(U_{вх\,max} - U_{вых})/R_{г1}] - I_{н\,min}.$$





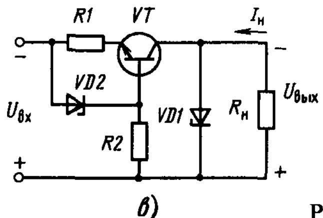


Рис. 9.10

8. Ток $I_{ст\,min}$ должен быть меньше предельного значения, указанного в справочнике для данного типа стабилитрона.

8. Коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление

$$K_{ст} = R_{r1} U_{вых} / r_{ст} U_{вх};\ r_i = r_{ст}.$$

9. При коэффициенте сглаживания пульсации $q = K_{ст}$ амплитуда пульсации выходного напряжения равна $U_{вых\,m1} = a_{\sim} U_{вых}/q$.

10. КПД равен

$$\eta = \frac{U_{вых} I_{н\,max}}{U_{вх}(U_{вх} - U_{вых})/R_{r1}}.$$

11. Определяем максимальный ток, потребляемый от выпрямителя:

$$I_0 = (U_{вх\,max} - U_{вых})/R_{r1}.$$

12. Исходные данные для расчета выпрямителя:

$$U_1,\ f_c,\ a_{max},\ a_{min},\ I_0,\ k_{п.\,вх} = a_{\sim} = k_{п01}.$$

Компенсационные стабилизаторы на транзисторах и микросхемах с непрерывным регулированием

На рис. 9.11 приведена схема одного из наиболее распространенных транзисторных стабилизаторов напряжения. Стабилизатор состоит из регулирующего элемента (транзисторы VT1 – VT3); усилителя постоянного тока ($VT_у$, R1); источника опорного напряжения (VD1, R2); делителя напряжения (R3 – R5); резисторов (R6, R7), обеспечивающих режим транзисторов VT2, VT3, и выходного конденсатора C1. Предусмотрена возможность регулировки выходного напряжения, для этого в цепь делителя включен переменный резистор R4.

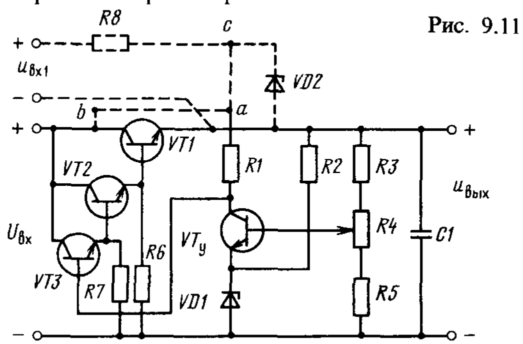


Рис. 9.11

В варианте рис. 9.11 регулирующий элемент состоит из трех транзисторов, однако это необязательно. Число транзисторов, входящих в регулирующий элемент, зависит от тока нагрузки. При $I_н < 0{,}02 \ldots 0{,}03$ А в регулирующий элемент входит один транзистор VT1, при $0{,}02 \ldots 0{,}03$ А $< I_н < 0{,}5 \ldots 0{,}6$ А два транзистора VT1, VT2, при $0{,}5 \ldots 0{,}6$ А $< I_н < 4 \ldots 5$ А три транзистора VT1, VT2, VT3. Стабилизатор может быть выполнен как на транзисторах типа $n = p = n$ (кремниевых), так и на транзисторах $p = n = p$ (германиевых). В случае транзисторов $p = n = p$ полярности напряжений на входе и выходе изменяются на противоположные. Соответственно необходимо переключить стабилитроны VD1 и VD2, чтобы напряжение на их анодах было отрицательно относительно катода.

Усилитель постоянного тока в стабилизаторе может питаться от дополнительного источника (параметрического стабилизатора R8, VD2) или непосредственно от источника входного напряжения. В первом случае точка a соединена с точкой c, а во втором – с точкой b (рис. 9.11).

При питании усилителя от дополнительного источника коэффициент стабилизации больше, чем при питании источника входного напряжения.

Расчет транзисторного стабилизатора

Исходные данные: номинальное выходное напряжение $U_{вых}$, В; пределы регулирования выходного напряжения в сторону увеличения и уменьшения: $\Delta U_{вых(+)}$; $\Delta U_{вых(-)}$, В; ток нагрузки $I_{н\,max}$, А: относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения a_{max}; a_{min}.

Порядок расчета:

1. Из табл. 9.5 определяем входное напряжение (минимальное, номинальное и максимальное), ток, потребляемый стабилизатором от источника питания, $I_{вх} = I_0$ и коэффициент пульсации $k_{п.\,вх}$. Зная эти величины, можно рассчитать выпрямитель и фильтр стабилизатора.

2. В зависимости от тока нагрузки, как указывалось выше, определяем число транзисторов, входящих в регулирующий элемент.

3. По табл. 9.6 определяем параметры и выбираем из справочника транзисторы VT1 – VT3, $VT_у$. Транзистор VT1 обычно устанавливается на теплоотводе.

4. Выбираем типы стабилитронов VD1, VD2 по напряжению $U_{ст}$ (табл. 9.6) и находим их параметры.

Таблица 9.5. **Входные напряжения и токи**

$U_{вх\,min}$	$U_{вх}$	$U_{вх\,max}$	$k_{п.\,вх} = U_{вх\,m}/U_{вх}$	$I_{вх} = I_0$
$U_{вых} + \Delta U_{вых(+)} + (4 \ldots 5)$	$U_{вх\,min}/(1 - a_{min})$	$U_{вх}(1 + a_{max})$	$0{,}05 \ldots 0{,}1$	$(1{,}1 \ldots 1{,}2) I_{н\,max}$
$U_{вх\,1\,min}$	$U_{вх\,1}$	$U_{вх\,1\,max}$	$k_{п.\,вх\,1}$	$I_{вх\,1} = I_{01}$
$2U_{VD2}$	$2U_{VD2}/(1 - a_{min})$	$U_{вх\,1}(1 + a_{max})$	$0{,}02 \ldots 0{,}05$	$\frac{U_{вх\,1\,max} - U_{VD2}}{R8}$

Таблица 9.6. **Параметры транзисторов и стабилитронов**

Параметр	Транзистор				Параметр	Стабилитрон	
	VT1	VT2	VT3	$VT_у$		VD1	VD2
I_{Kmax}	$(1{,}1\dots1{,}2)\times I_{н\,max}$	$I_{к\,1\,max}/h_{21Э1}$	$I_{K2max}/h_{21Э2}$	$(3\dots5)\cdot10^{-3}$A	$U_{ст}$	$U_{вых}-\Delta U_{вых}-(2\dots3)$В	U_{VD1}
$U_{КЭmax}$	$U_{вх\,max}-U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}$			$U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}-U_{VD1}$	$I_{ст\,max}$	$5\cdot10^{-3}+\dfrac{U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}}{R2}$	$\dfrac{U_{вх\,1\,max}-U_{VD2}}{R8}-(3\dots5)\cdot10^{-3}$
P_K	$V_{КЭmax}I_{K\,max}$						

Таблица 9.7. **Сопротивления резисторов R1–R8**

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
$U_{VD2}/(3\dots5)\cdot10^{-3}$ (1,5…3)кОм	$\dfrac{U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}-U_{VD1}}{(3\dots5)\cdot10^{-3}}$	$R_3+R_4+R_5=\Sigma R_{дел}=U_{вых}/(3\dots10)\cdot10^{-3}$			$U_{вых}/I_{КБ01}$	$U_{вых}/I_{КБ02}$	$U_{VD2}/10^{-2}$
		$\Sigma R_{дел}-R_4-R_5$	$\Sigma R_{дел}\left(1-\dfrac{U_{VD1}}{U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}}\right)$	$\dfrac{\Sigma R_{дел}U_{VD1}}{U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}}$			

5. Определяем сопротивления резисторов R1–R8 (табл. 9.7) и рассеиваемые на них мощности $P_R = U_R^2/R = I_R^2 R$.

Интегральные стабилизаторы напряжения непрерывного действия серии К142ЕН выпускаются трех типов: с регулируемым выходным напряжением К142ЕН1-4, с фиксированным выходным напряжением К142ЕН5А, Б; с двухполярным входным и выходным напряжением К142ЕН6.

Интегральные стабилизаторы с регулируемым выходным напряжением требуют подключения внешнего делителя ОС, элементов частотной коррекции и резисторов цепи защиты.

Наибольшее распространение получили маломощные стабилизаторы серии К142ЕН1,2 и стабилизаторы средней мощности К142ЕН3,4. Маломощные интегральные стабилизаторы целесообразно применять при выходных напряжениях от 3 до 30 В и малых токах нагрузки 0,05 ... 0,1 А. Подключение к маломощным интегральным стабилизаторам внешнего мощного регулирующего транзистора позволяет получить на выходе значительно большие токи нагрузки. Интегральные стабилизаторы средней мощности целесообразно применять при токах до 1 А.

Основные данные стабилизаторов серии К142ЕН1-4 приведены в табл. 9.8. На рис. 9.12 показана типовая схема включения интегральных стабилизаторов К142ЕН1,2 при малых токах нагрузки.

Делитель R1–R3 выбирается из условий, чтобы его ток был не менее 1,5 мА. Сопротивление резистора R3 нижнего плеча принимаем равным 1,2 кОм.

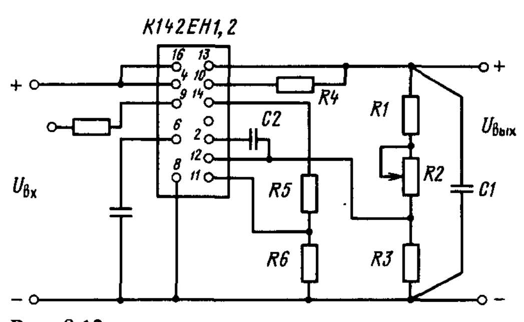


Рис. 9.12

С помощью резистора R2 осуществляется регулировка выходного напряжения.

Приняв ток делителя равным 2 мА, находим сопротивления резисторов R1 и R2, кОм:

$$R_1 = (U_{вых} - \Delta U_{вых(-)} - 2{,}4)/2;$$

$$R_2 = \frac{(\Delta U_{вых(+)} + \Delta U_{вых(-)})}{2},$$

где $U_{вых}$ – номинальное выходное напряжение; $\Delta U_{вых(+)}$, $\Delta U_{вых(-)}$ – пределы регулировки выходного напряжения в сторону повышения и понижения.

Узел защиты стабилизатора содержит резистор R4 и делитель R5, R6. Ток делителя принимаем равным 0,3 мА, а сопротивление резистора R5 равным 2 кОм. Сопротивление резистора R6, кОм, определяется по формуле

$$R_6 = (U_{вых} + 0{,}7)/0{,}3.$$

Сопротивление R4, Ом, определяется исходя из тока срабатывания защиты $I_{защ}$, А: $R_4 \approx 0{,}7/I_{защ}$. Ток срабатывания защиты не должен превышать максимальный ток $I_{н\,max}$, указанный в табл. 9.8.

При коротком замыкании к регулирующему транзистору микросхемы будет приложено входное напряжение и на интегральной схеме будет выделяться мощность $P = I_{защ} U_{вх\,max}$. Значение этой мощности не должно превышать предельно допустимую мощность МС, указанную в табл. 9.8. С помощью конденсаторов C_1, C_2 обеспечивается устойчивая работа микросхемы:

при $U_{вых} < 5$ В $C_2 \geqslant 0{,}1$ мкФ; $C_1 \geqslant 5 \ldots 10$ мкФ;
при $U_{вых} > 5$ В $C_2 \geqslant 100$ пФ; $C_1 \geqslant 1$ мкФ.

Входные напряжения определяются из формул

$$U_{вх\,min} \geqslant U_{вмх} + \Delta U_{вых(+)} + I_{н\,max} R_4 + U_{КЭ\,min};$$
$$U_{вх} = U_{вх\,min}/(1 - a_{min});$$
$$U_{вх\,max} = U_{вх}(1 + a_{max}),$$

где $U_{КЭ\,min}$ берется из табл. 9.8.

Максимальное входное напряжение для микросхемы К142ЕН1,2 не должно превышать значений, указанных в табл. 9.8.

Для уменьшения потерь мощности на регулирующем транзисторе и одновременно повышения коэффициента стабилизации цепь управления, включающую источник опорного напряжения, питают от отдельного параметрического

Таблица 9.8. **Параметры микросхемы с регулируемым выходным напряжением**

№ п/п	Параметр	Тип микросхемы			
		К142ЕН1	К142ЕН2	К142ЕН3	К142ЕН4
1	Максимальное выходное напряжение $U_{вх\,max}$, В	20	40	60	60
2	Минимальное входное напряжение $U_{вх\,min}$, В	9	20	9,5	9,5
3	Предельные значения выходного напряжения, В	3...12	12...30	3...30	3...30
4	Максимальный ток нагрузки $I_{н\,max}$, А	0,15	0,15	1	1
5	Потребляемый микросхемой ток, мА	4	4	10	10
6	Максимальная мощность рассеяния МС при температуре корпуса до + 80 °C	0,8	0,8	6	6
7	Минимальное падение напряжения на регулирующем транзисторе микросхемы $U_{КЭ\,min}$, В	4/2,5 *	4/2,5 *	3	4

* Значения $U_{КЭ\,min}$ даны при раздельном питании регулирующего элемента (вывод 16) и цепи управления микросхемы (вывод 4).

стабилизатора (выводы 4,8 на рис. 9.12), а силовую часть (выводы 16,8) от своего выпрямителя.

Минимальное напряжение на регулирующем транзисторе может быть уменьшено до 2,5 вместо 4 В, когда выводы 4 и 16 микросхемы объединены.

Коэффициент стабилизации при раздельном питании входов увеличивается приблизительно на порядок.

При питании выводов 4,8 от отдельного параметрического стабилизатора необходимо, чтобы $U_{4,8} > U_{вых\,max}$, а также $U_{вх\,min} < U_{4,8} < U_{вх\,max}$. Значения $U_{вх\,min}$ и $U_{вх\,max}$ указаны в табл. 9.8.

Для повышения выходных токов к интегральному стабилизатору подключается внешний мощный транзистор (рис. 9.13). Сопротивления резисторов R1–R3 и емкость конденсатора C1 выбираются так же, как для рис. 9.12. Емкость конденсатора C1 необходимо увеличить до 50 ... 100 мкФ.

Использование дополнительного транзистора КТ802А, КТ803А или КТ908 позволяет получить выходные токи более 1 А без ухудшения основных параметров.

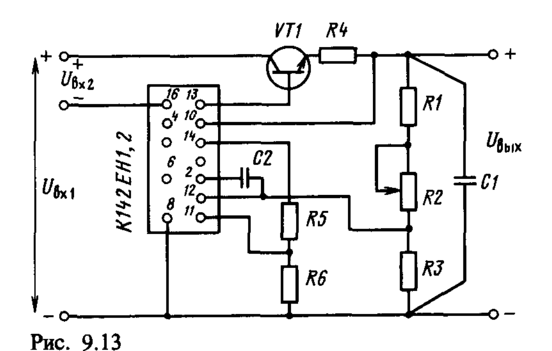


Рис. 9.13

Рис. 9.14

Типовая схема включения стабилизаторов типов К142ЕН3 и К142ЕН4 приведена на рис. 9.14.

Внешний резистор R5 необходим для ограничения внешнего сигнала $U_{упр}$, предназначенного для выключения микросхемы. Резистор R6 ограничивает порог срабатывания тепловой защиты в диапазоне температур корпуса микросхемы +65 ... +145 °С, резистор R4 является датчиком тока цепи защиты от перегрузок и короткого замыкания.

Сопротивление резистора R6 определяется по формуле

$$R_6 \geqslant (0{,}037\,T_к - 6{,}65)/(1 - 0{,}0155\,T_к),$$

где T_k – температура корпуса микросхемы ,°С, при которой должна срабатывать тепловая защита.

Сопротивление резистора R1, кОм,

$$R_1 \geqslant \frac{U_{упр}R_6(1 + 0{,}4R_6) - R_6(1{,}8 + 0{,}5R_6)}{1{,}8 + R_6(1{,}2 + 0{,}2R_6)}.$$

Напряжение управления выбирается от 0,9 до 40 В.

Сопротивление датчика тока R4, Ом,

$$R4 = [1{,}25 - 0{,}5I_{сраб} - 0{,}023(U_{вх} - U_{вых})]/I_{сраб}.$$

Для микросхемы данного типа ток срабатывания защиты не должен превышать 1 А.

Интегральные стабилизаторы с фиксированным напряжением серий К142ЕН5А, Б имеют выходное напряжение 5 или 6 В в зависимости от типа микросхемы. Стабилизаторы содержат защиту от перегрузок по току и тепловую защиту, срабатывающую при температуре кристалла до +175 °С.

На выходе стабилизатора необходимо включить конденсатор C1 ⩾ 10 мкФ для обеспечения устойчивости при импульсном изменении тока нагрузки.

Данные интегральных стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением приведены в табл. 9.9, а на рис. 9.15 показана типовая схема его включения.

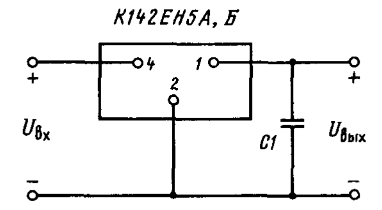


Рис. 9.15

Таблица 9.9. **Параметры микросхемы с фиксированным выходным напряжением**

Тип микросхемы	Выходное напряжение $U_{вых}$, В	Точность установки $\Delta U_{вых}$, %	Максимальный ток нагрузки $I_{нmax}$, В	Максимальное входное напряжение $U_{вх\,max}$, В	Максимальная мощность P, Вт, при $T_k = +80$ °С	Минимальное напряжение РЭ $U_{КЭ\,min}$, В
К142ЕН5А	5	±2	3	15	10	2,5
К142ЕН5Б	6	±2	3	15	10	2,5

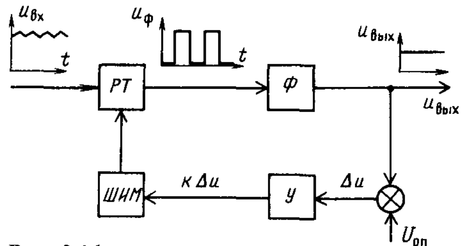


Рис. 9.16

Широкое распространение получили импульсные стабилизаторы. В основном применяются импульсные стабилизаторы с ШИМ и импульсные стабилизаторы релейного типа.

Структурная схема импульсного стабилизатора с ШИМ дана на рис. 9.16.

На вход регулирующего транзистора (РТ) от источника постоянного напряжения подается постоянное нестабилизированное напряжение. Управление регулирующим транзистором осуществляется модулятором ШИМ.

Длительность управляющих импульсов ШИМ зависит от сигнала, поступающего на его вход. Под воздействием управляющих импульсов регулирующий транзистор периодически с заданной частотой подключает источник питания ко входу фильтра (Ф) стабилизатора. Напряжение на входе фильтра имеет форму однополярных прямоугольных импульсов. На выходе фильтра выделяется в основном постоянная составляющая напряжения. Выходное напряжение сравнивается с опорным, и сигнал разности, усиленный усилителем У, поступает на вход модулятора ШИМ.

При изменении выходного напряжения изменяется сигнал разности между выходным и опорным напряжениями, изменяется сигнал на входе широтно-импульсного модулятора, что приводит к изменению длительности управляющих импульсов. В результате изменяется длительность импульсов на входе фильтра и среднее значение выходного напряжения возвращается к своему первоначальному значению.

В релейных стабилизаторах в цепь ОС вместо широтно-импульсного модулятора включен релейный элемент – триггер. Релейные стабилизаторы работают в режиме устойчивых автоколебаний. При изменении входного напряжения или тока нагрузки в отличие от стабилизаторов с ШИМ изменяется частота переключения регулирующего транзистора, а среднее значение выходного напряжения поддерживается неизменным с определенной степенью точности.

Силовая часть импульсных стабилизаторов может быть выполнена в трех вариантах (рис. 9.17).

В стабилизаторе по схеме рис. 9.17, *а* напряжение на выходе меньше входного напряжения $U_{вых} < U_{вх}$. Стабилизатор по схеме рис. 9.17, *б* позволяет получить на выходе напряжение больше, чем на входе. Устройство по схеме рис. 9.17, *в* является полярно-инвертируемым. На его выходе напряжение имеет полярность, противоположную полярности входного напряжения. Значение напряжения на выходе может быть как больше, так и меньше входного напряжения в зависимости от скважности управляющих импульсов.

Цепь управления импульсным стабилизатором содержит источник опорного напряжения, делитель ОС, усилитель, широтно-импульсный модулятор или триггер. Источник опорного напряжения, делитель ОС, усилитель выполняются так же, как и в стабилизаторах непрерывного действия.

В импульсном стабилизаторе на регулирующем транзисторе рассеивается значительно меньшая мощность по сравнению со стабилизатором непрерывного действия, поэтому его КПД выше, а объем и масса меньше.

На рис. 9.18 изображена схема импульсного стабилизатора понижающего типа с микросхемой К142ЕП1, действующего как в релейном режиме, так и в режиме ШИМ. На рис. 9.18 элементы микросхемы ограничены штриховой линией.

Источник опорного напряжения содержит параметрический стабилизатор на стабилитроне VD1 и резисторе R1; эмиттерный повторитель на транзисторе VT1. Напряжение стабилитрона VD1 подается на входе эмиттерного повторителя, опорное напряжение снимается с резистора R3 (вывод 9), включенного в цепь эмиттера транзистора VT1. Диод VD2, включенный в цепь эмиттера транзистора VT1 последовательно с резисторами R2, R3, является термокомпенсирующим элементом.

Дифференциальный усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах VT10, VT12, резисторе R11. Его коллекторной нагрузкой является генератор тока, выполненный на транзисторах VT9, VT11. На один вход усилителя (вывод 12) подается напряжение с внешнего сравнивающего делителя, на другой (вывод 13) опорное напряжение с резистора R3.

Сигнал с выхода дифференциального усилителя поступает на вход эмиттерного повторителя (VT8, R9). Широтно-импульсный модулятор содержит триггер Шмитта (VT5, VT6, R5 – R8) и

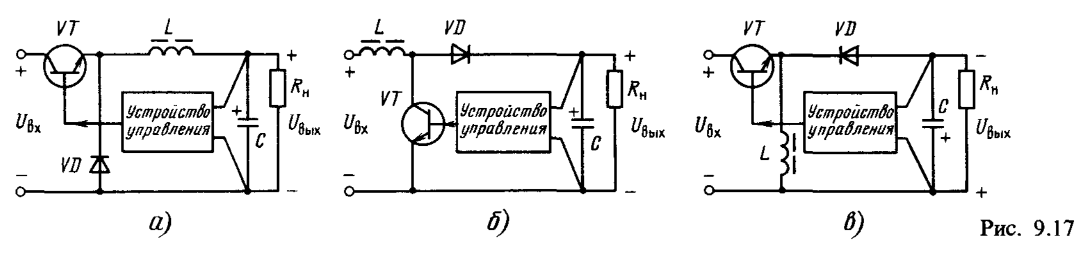


Рис. 9.17

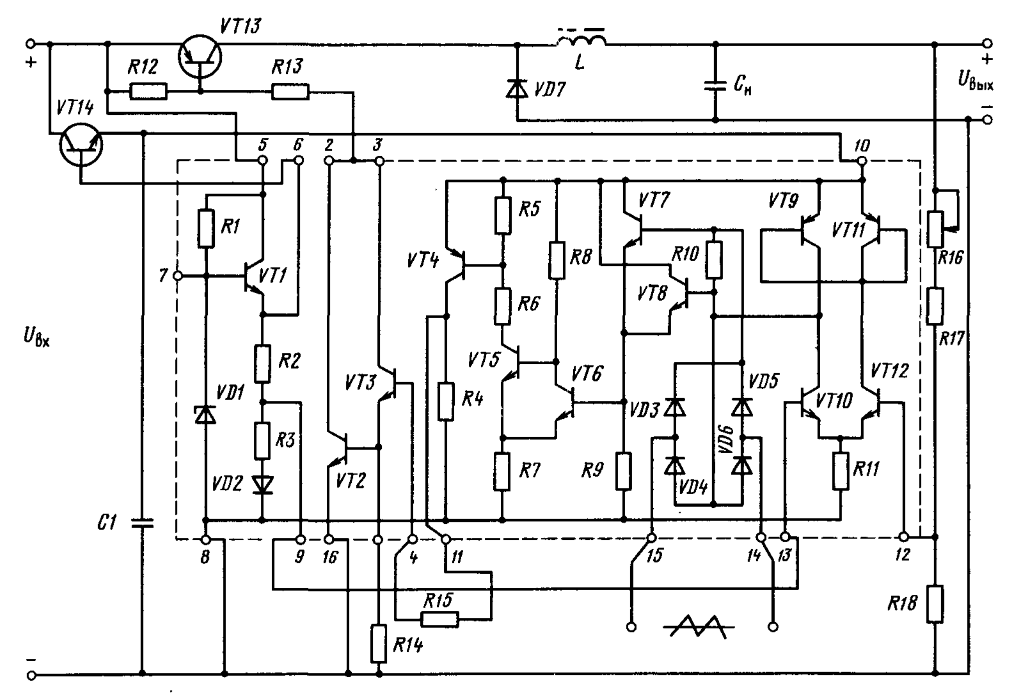


Рис. 9.18

диодный мост (VD3 – VD6), на вход которого поступает внешний пилообразный сигнал.

Пилообразное напряжение выделяется на резисторе R10, складывается с выходным напряжением усилителя постоянного тока и поступает на вход эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе VT7. На входе триггера и резисторе R9 напряжение равно сумме выходного напряжения усилителя и напряжения пилообразного синхронизирующего сигнала.

Транзистор VT5 триггера Шмитта через промежуточный усилитель VT4 управляет составным транзистором VT3, VT2.

Кроме К142ЕП1 стабилизатор содержит регулирующий транзистор VT13, фильтрVD7, L, $C_н$, сравнивающий делитель R16, R17, R18 и параметрический стабилизатор напряжения, выполненный на транзисторе VT14 для питания микросхемы.

Рассмотрим принцип действия стабилизатора в релейном режиме.

При подключении стабилизатора к источнику постоянного напряжения к выводу 5 микросхемы поступает напряжение питания источника опорного напряжения.

Стабилизированное напряжение с вывода 6 микросхемы поступает на базу транзистора VT14. Транзистор VT14 совместно с источником опорного напряжения микросхемы и конденсатором C1 образует параметрический стабилизатор, напряжение которого поступает на вывод 10 МС.

При наличии напряжения питания на выводе 10 транзистор VT6 триггера закрыт, а транзистор VT5 открыт. Соответственно транзисторы VT4, VT3, VT2 находятся также в открытом состоянии.

Через транзисторы VT2, VT3 и резистор R3 протекает ток базы регулирующего транзистора VT13, и он открывается. Напряжение на входе фильтра (диоде VD7) станет равным входному напряжению стабилизатора. Выходная емкость стабилизатора $C_н$ заряжается, и выходное напряжение увеличивается, в связи с этим увеличивается напряжение на нижнем плече сравнивающего делителя – резистора R18 и базе транзистора VT12. Как только напряжение на базе транзистора VT12 превысит опорное напряжение, поступающее на базу VT10 с вывода 9, токи базы и коллектора VT12 начинают увеличиваться. Увеличивается напряжение коллектор – эмиттер транзистора VT10 и соответственно на входе триггера U_{R9}.

При определенном выходном напряжении, напряжение на входе триггера U_{R9} станет равным верхнему порогу его срабатывания. Транзистор VT6 открывается, а транзисторы VT5, VT4, VT3, VT2 закрываются. Ток базы внешнего регулирующего транзистора VT13 станет равным нулю, и он закроется. Напряжение на входе фильтра U_{VD7} станет равным нулю. Выходное напряжение стабилизатора начинает уменьшаться. При этом уменьшается напряжение на резисторе R18 и базе транзистора VT12 микросхемы. Уменьшаются токи базы и коллектора транзистора VT12. Ток коллектора транзистора VT10 увеличивается, и напряжения на нем и на входе триггера U_{R9} уменьшаются. При некотором выходном напряжении напряжение на входе триггера U_{R9} достигает нижнего порога его срабатывания, транзистор VT6 закрывается, а транзисторы VT2 – VT5 открываются. Вновь открывается регулирующий транзистор VT13, и напря-

жение на выходе стабилизатора начинает увеличиваться. Так процесс непрерывно повторяется.

При изменении входного напряжения или тока нагрузки изменяется скорость заряда или разряда выходной емкости, а среднее значение выходного напряжения, ввиду постоянства порогов срабатывания триггера, остается неизменным с определенной степенью точности. Изменение входного напряжения приводит к изменению относительной длительности импульса регулирующего транзистора и к изменению частоты его переключения.

При работе устройств в режиме ШИМ на вход диодного моста VD3–VD6 в микросхеме подается внешний пилообразный сигнал, который выделяется на резисторе R10 и суммируется с выходным напряжением дифференциального усилителя.

Под воздействием пилообразного сигнала осуществляется переключение транзисторов микросхемы и регулирующего транзистора VT13. При изменении выходного напряжения изменяется напряжение на выходе дифференциального усилителя, что приводит к смещению пилообразного сигнала и к изменению относительной длительности импульсов транзисторов микросхемы и регулирующего транзистора VT13. В результате выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

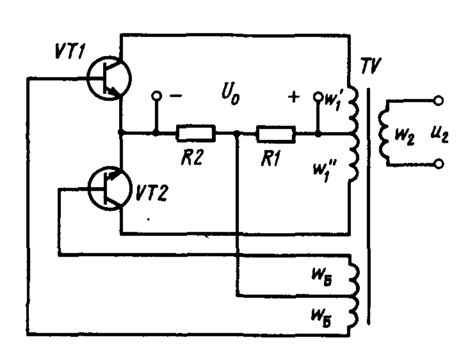


Рис. 9.19

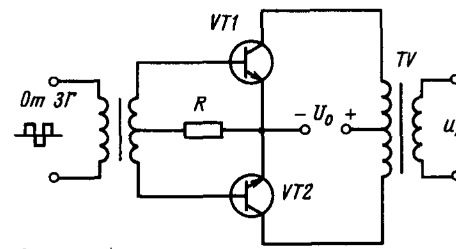


Рис. 9.20

9.6. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Схемы преобразователей

Для питания радиоаппаратуры от источников постоянного тока с низким напряжением (например, аккумуляторные батареи) используются транзисторные преобразователи напряжения. Преобразователи широко применяются как автономные источники в высоковольтных источниках питания и источниках электропитания с бестрансформаторным входом.

По способу возбуждения транзисторные преобразователи разделяются на два типа: преобразователи с самовозбуждением и преобразователи с усилением мощности.

Преобразователи с самовозбуждением выполняются на небольшие мощности (до нескольких десятков ватт) по одно- и двухтактной схемам.

Широкое применение получили двухтактные преобразователи (рис. 9.19). Преобразователь состоит из трансформатора TV и транзисторов VT1, VT2, включенных по схеме с общим эмиттером. Трансформатор выполнен на магнитопроводе из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (79НМ, 34НКМП). Входными зажимами преобразователь включен в цепь постоянного тока с напряжением U_0. Напряжение, снимаемое с резистора R2 делителя напряжения, создает на базах транзисторов положительное (относительно эмиттеров) смещение, что обеспечивает надежный запуск преобразователя.

Благодаря положительной ОС транзисторы поочередно подключают источник питания к первичным обмоткам трансформатора w_1' и w_1''. Во вторичной обмотке трансформатора наводится ЭДС прямоугольной формы.

При преобразовании больших мощностей наибольшее распространение получили *преобразователи с использованием усилителя мощности*. Усилитель управляется от задающего генератора, в качестве которого можно использовать преобразователь с самовозбуждением. Применение таких преобразователей целесообразно, если требуется обеспечить постоянство частоты и напряжения на выходе, а также неизменность формы кривой переменного напряжения при изменении нагрузки преобразователя. Схема двухтактного усилителя мощности приведена на рис. 9.20.

Транзисторы усилителя мощности VT1, VT2 работают поочередно. В течение первого полупериода под действием управляющего напряжения один из транзисторов, например VT1, открыт и находится в насыщении, а транзистор VT2 закрыт и находится в режиме отсечки. Во второй полупериод транзисторы переключаются. Напряжение питания поочередно прикладывается к верхней и нижней половинам первичной обмотки трансформатора. Во вторичной обмотке наводится ЭДС прямоугольной формы.

Расчет преобразователей

Исходные данные: напряжение питания U_0, В; выходное напряжение преобразователя U_2, В; максимальный ток вторичной обмотки I_2, А; частота генерации преобразователя f, Гц. Не-

обходимо знать также вид нагрузки (активная, мостовой выпрямитель, выпрямитель со средней точкой, удвоение напряжения).

1. Определяем ток открытого транзистора

$$I_{Кнас} = I_{2\,max} U_2/\eta\, U_0 .$$

Принимаем $\eta = 0,72 \ldots 0,9$. Амплитуда тока вторичной обмотки $I_{2\,max} = I_2$, если преобразователь работает на активную нагрузку, на мостовой выпрямитель и цепь удвоения. Если нагрузкой является двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, то $I_{2\,max} = I_2\sqrt{2}$.

2. Максимальное напряжение на закрытом транзисторе равно $U_{КЭ\,max} = 2,4\, U_0$.

3. По максимальному току $I_{К\,max}$ и максимальному напряжению $U_{КЭ\,max}$ выбираем тип транзисторов VT1, VT2:

$I_{К\,max} = (2 \ldots 3)\, I_{К\,нас}$ (для рис. 9.19);

$I_{Кmax} = (1,3 \ldots 1,5)\, I_{К\,нас}$ (для рис. 9.20).

4. Ток базы транзистора равен $I_{Б\,нас} = (1,3 - 1,5)\, I_{К\,нас}/h_{21Э\,min}$, где $h_{21Э\,min}$ – минимальное значение коэффициента передачи тока VT1, VT2 в схеме с ОЭ.

5. Напряжения базовых обмоток $U_Б = 2,5 \ldots 3,5$ В.

6. Сопротивления резисторов R1, R2, $R_Б$ равны:

$R_1 = U_0 R_2/(0,5 \ldots 1)$;

$R_2 = [U_Б - (0,5 \ldots 0,7)]/I_{Б\,нас}$;

$R_Б = (1,4 \ldots 2)/I_{Б\,нас}$.

7. Расчет параметров трансформатора. Магнитопровод трансформатора у преобразователя с самовозбуждением изготавливается из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (50НП, 34НКМП, 79НМ). У преобразователя с усилителем мощности сердечник трансформатора изготавливается из материалов с высокой магнитной проницаемостью (34НКМП, 40НКМП, ферритов 2000НМ1, 2000НМ3).

Магнитопровод трансформатора выбирается по произведению $S_{ст}\, S_{ок}$ (см. § 9.4):

$$S_{ст} S_{ок} S_г \cdot 10^2/2f\, Bjk_м k_c \eta .$$

$S_г = 1,3 U_2 I_2$ (активная нагрузка преобразователя или мостовой выпрямитель); $S_г = 2,1 U_2 I_2$ (нагрузка – двухполупериодный выпрямитель со средней точкой): $B = 1,5$ Т для сплава 50НП; $B = 0,85$ Т для 79НМ; $B = 1,5$ для сплава 34НКМП.

В преобразователях с самовозбуждением $B = B_S$, а в преобразователях с усилителем мощности $B = (0,7 \ldots 0,8)\, B_S$.

При использовании ферритов 2000НМ $B = (0,15 \ldots 0,2)$ Т.

Величина j, $k_м$, k_c определяют так же, как в § 9.4. $\eta = 0,8 \ldots 0,95$.

Число витков вторичной, первичной и базовой обмоток преобразователя равно

$w_1 = U_0\, 10^4/(4f\, BS_{ст} k_c)$;

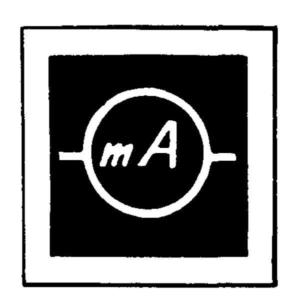
$w_2 = (U_2/U_0)\, w_1$;

$w_Б = (U_Б/U_0)\, w_1$.

Определяем токи в обмотках трансформатора

$$I_1 = I_{К\,нас}\sqrt{2};\; I_Б = I_{Б\,нас}\sqrt{2} .$$

Диаметры проводов обмоток определяем из выражений, приведенных в разд. 12.



ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

РАЗДЕЛ 10

Содержание

10.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Метрологическая терминология

Знание метрологической терминологии, параметров измеряемых сигналов н принятой в нашей стране системы единиц измерения физических величин помогает успешно выполнять измерения и изучать литературу, посвященную измерениям физических величин и измерительным приборам.

Измерение – нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

Прямое измерение – измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из опытных данных.

Косвенное измерение – измерение, при кото-

ром искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям.

Средство измерений – техническое средство, используемое при измерении и имеющее нормированные метрологические свойства.

Измерительный прибор – средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации (т.е. сигнала, содержащего количественную информацию об измеряемой физической величине) в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем.

Эталон единицы – это средство измерений (или комплекс средств измерений), обеспечивающее воспроизводство и (или) хранение единицы физической величины с целью передачи ее размера образцовым и рабочим средствам измерений.

Образцовое средство измерений – мера, измерительный прибор или измерительный преобразователь, служащие для поверки по ним других средств измерений и утвержденные в качестве образцовых.

Рабочее средство измерений – средство применяемое для измерений, не связанных с передачей размера единиц.

Результат измерения – значение величины, найденное ее измерением. Результат находят по показаниям средств измерений, использованных при измерении.

Показание средства измерений – это значение измеряемой величины, определяемое по отсчетному устройству средства измерений и выраженное в принятых единицах этой величины.

Отсчетом называется число, отсчитанное по отсчетному устройству средства измерений либо полученное счетом последовательных отметок или сигналов.

Для нахождения показания $X_п$ отсчет N неименованной шкалы нужно умножить на цену деления шкалы $k (X_п = Nk)$. Множитель k имеет размерность, например, В/деление, Гц/деление и т.д.

Объекты исследований и измерений

Объекты исследований (предметы, устройства и другие материальные тела) характеризуются различными значениями физических величин, неразрывно связанных с объектом.

Объектами электрорадиоизмерений являются значения физических величин, параметры и характеристики сигналов электрорадиоцепей, компонентов и режимов этих цепей.

Например, объект исследования – резистор, объекты измерений – сопротивление резистора постоянному току и мощность рассеивания резистора.

Параметры измеряемых сигналов

Мгновенное значение сигнала x(t) – значение сигнала в заданный момент времени (рис. 10.1).

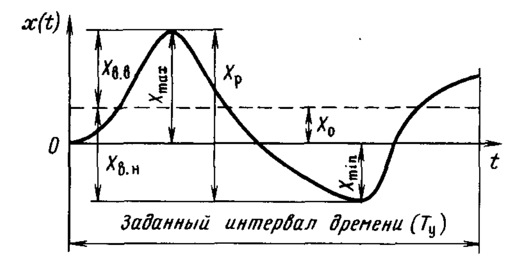


Рис. 10.1

Максимальное значение сигнала X_{max} – наибольшее мгновенное значение сигнала на протяжении заданного интервала времени. Для периодических сигналов термин «максимальное значение сигнала» часто заменяют термином «амплитуда» (X_m).

Минимальное значение сигнала X_{min} – наименьшее мгновенное значение сигнала на протяжении заданного интервала времени.

Постоянная составляющая сигнала X_0 – среднее значение сигнала:

$$X_0 = \lim_{T_у \to \infty} \frac{1}{T_у} \int_0^{T_у} x(t)\,dt;$$

где $T_у$ – время усреднения.

Для периодического сигнала с периодом T постоянная составляющая сигнала

$$X_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\,dt.$$

Средневыпрямленное значение сигнала $X_{с.в}$ – среднее значение модуля (абсолютной величины) сигнала. Для периодических сигналов средневыпрямленное значение

$$X_{с.в} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|\,dt.$$

Для сигналов однополярных $|X_0| = X_{с.в}$.

Среднеквадратическое значение сигнала $X_{с.к}$ – корень квадратный из среднего значения квадрата сигнала. Для периодического сигнала

$$X_{с.к} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t)\,dt}.$$

или, если известны постоянная составляющая X_0 и амплитуды гармоник $X_{m\,i}$,

$$X_{с.к} = \sqrt{X_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} X_{m\,i}^2}.$$

Переменная составляющая сигнала – разность между сигналом и его постоянной составляющей:

$$x_{\sim}(t) = x(t) = X_0.$$

Пиковое отклонение «вверх» $X_{в.в}$ – наибольшее мгновенное значение переменной составляющей сигнала на протяжении заданного интервала времени.

Пиковое отклонение «вниз» $X_{в.н}$ – наименьшее мгновенное значение переменной составляющей сигнала на протяжении заданного интервала времени, взятое по модулю.

Размах сигнала $X_р$ – разность между максимальным и минимальным значениями сигнала на протяжении заданного интервала времени:

$$X_р = X_{max} - X_{min} = X_{в.в} + X_{в.н}.$$

Если конкретный сигнал является напряжением или током, то в приведенных терминах и формулах символы x и X нужно заменить на соответствующие сигналы напряжения (u, U) или тока (i, I). Например, мгновенное значение напряжения обозначается символами u (t), максимальное значение тока I_m, и т. п.

Для периодических сигналов связь между их амплитудой X_m, среднеквадратическим значением $X_{с.к}$ и средневыпрямленным значением $X_{с.в}$ устанавливается через коэффициент амплитуды $k_а = X_m/X_{с.к}$ и коэффициент формы $k_ф = X_{с.к}/X_{с.в}$. Для синусоидальных по форме сигналов $k_а = \sqrt{2} \approx 1{,}41$ и $k_ф = 1.11$. Знание одного из значений сигнала, коэффициентов амплитуды и формы позволяет найти и другие его значения. Например, для синусоидального напряжения при амплитуде $U_m = 100$ В имеем $U_{с.к} = U_m/k_а = U_m/\sqrt{2} \approx U_m \cdot 0{,}71 = 71$ В и $U_{с.в} = U_m/(k_а k_ф) = U_m/(\sqrt{2} \cdot 1.11) \approx U_m \cdot 0{,}71 \cdot 0{,}9 \approx 64$ В.

Единицы измеряемых физических величин

В СССР и других странах – членах СЭВ подлежат обязательному применению единицы Международной системы единиц (сокращенное наименование СИ), а также десятичные кратные и дольные от них.

Основные и дополнительные единицы СИ приведены в табл. 10.1. Некоторые из производных единиц СИ, имеющих специальные наименования, даны в табл. 10.2. Наравне с единицами СИ допускается применение некоторых величин и их единиц, не входящих в систему СИ (табл. 10.3).

Десятичные кратные и дольные единицы образуются от единиц, приведенных в табл. 10.1–10.3, с помощью множителей и приставок, приведенных в табл. 10.4. Обозначение приставки пишут слитно с обозначением единиц измерения, к которым они присоединяются. Например, миллиампер – мА, киловольт – кВ и т. п.

Присоединение к наименованию единицы более одной приставки не допускается. Для образования дольных единиц массы вместо основной единицы «килограмм» используется дольная единица «грамм» (0,001 кг). Например, миллиграмм [мг], а не микрокилограмм [мккг].

Обозначение единиц, наименованных в честь ученых, пишутся прописной буквой независимо от наличия приставок. Например, МОм (мегаом), ГГц (гигагерц) и т. п.

В печатных изданиях допускается применение либо международных, либо русских обозначений единиц измерений и приставок. Одновременное же применение и тех, и других не допускается.

Таблица 10.1. **Основные и дополнительные единицы СИ**

Единица	Величина	Размерность	Наименование	Обозначение	
				международное	русское
Основная	Длина	L	метр	m	м
	Масса	M	килограмм	kg	кг
	Время	T	секунда	s	с
	Сила электрического тока	I	ампер	A	А
	Термодинамическая температура	Θ	кельвин	K	К
	Количество вещества	N	моль	mol	моль
	Сила света	J	кандела	cd	кд
Дополнительная	Плоский угол	–	радиан	rad	рад
	Телесный угол	–	стерадиан	sr	ср

Таблица 10.2. **Производные единицы СИ, имеющие специальные наименования**

Величина	Наименование	Обозначение	
		международное	русское
Частота	герц	Hz	Гц
Сила, вес	ньютон	N	Н
Давление, механическое напряжение, модуль упругости	паскаль	Pa	Па
Энергия, работа, количество теплоты	джоуль	J	Дж
Мощность, поток энергии	ватт	W	Вт
Количество электричества (электрический заряд)	кулон	C	Кл
Электрическое напряжение, электрический потенциал, разность электрических потенциалов, электродвижущая сила	вольт	V	В
Электрическая емкость	фарад	F	Ф
Электрическое сопротивление	ом	Ω	Ом
Электрическая проводимость	сименс	S	См
Поток магнитной индукции, магнитный поток	вебер	Wb	Вб
Плотность магнитного потока, магнитная индукция	тесла	T	Тл
Индуктивность, взаимная индуктивность	генри	H	Гн
Световой поток	люмен	lm	лм
Освещенность	люкс	lx	лк

Таблица 10.3. **Внесистемные единицы, допустимые к применению**

Величина	Наименование	Обозначение		Соотношение с единицей СИ
		международное	русское	
Масса	тонна	t	т	10^3 кг
Время	минута	min	мин	60 с
	час	h	ч	3600 с
–	сутки	d	сут	86 400 с
Плоский угол	град	...g (gon)	град	$\pi/200$ рад
Энергия	электрон-вольт	eV	эВ	$\approx 1{,}60219 \times 10^{-19}$ Дж
Полная мощность	вольт-ампер	V·A	В·А	–
Реактивная мощность	вар	var	вар	–

Таблица 10.4. **Множители и приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц и их наименований**

Множитель	Приставка	Обозначение приставки	
		международное	русское
10^{18}	экса	E	Э
10^{15}	пета	P	П
10^{12}	тера	T	Т
10^9	гига	G	Г
10^6	мега	M	М
10^3	кило	k	к
10^2	гекто	h	г
10^1	дека	da	да
10^{-1}	деци	d	д
10^{-2}	санти	c	с
10^{-3}	милли	m	м
10^{-6}	микро	µ	мк
10^{-9}	нано	n	н
10^{-12}	пико	p	п
10^{-15}	фемто	f	ф
10^{-16}	атто	a	а

Для указания значений величин на шкалах и щитках средств измерений используются лишь международные обозначения единиц и приставок.

Погрешности измерений и измерительных приборов

Отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины является погрешностью измерения.

Абсолютная погрешность измерения Δ – погрешность, выраженная в единицах измеряемой величины: $\Delta = X - X_и$, где X – результат измерения; $X_и$ – истинное значение измеряемой величины.

Относительная погрешность измерения δ – отношение абсолютной погрешности измерения к истинному значению измеряемой величины: $\delta = \Delta/X_и \approx \Delta/X$.

Истинное значение величины – точное (без погрешности) значение величины. На практике при определении погрешностей измерений и измерительных приборов вместо истинного значения величины используют (известное) действительное значение величины, за которое принимается значение величины, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть использовано вместо него.

Погрешности измерений зависят от погрешностей средств измерений.

Абсолютная погрешность измерительного прибора $\Delta_п$ – разность между показанием прибора $X_п$ и истинным (или действительным $X_д$) значением измеряемой величины:

$$\Delta_п = X_п - X_и \approx X_п - X_д.$$

Относительная погрешность измерительного прибора.

$$\delta_п = \Delta_п/X_и \approx \Delta_п/X_д \approx \Delta_п/X_п.$$

Приведенная погрешность измерительного прибора.

$$\gamma = \Delta_п/X_N,$$

где X_N – нормирующее значение, устанавливаемое в стандартах или технических условиях на отдельные типы измерительных приборов. Так, нормирующее значение для средств измерений с равномерной, практически равномерной или степенной шкалой, если нулевая отметка шкалы находится на краю или вне диапазона измерений, должно быть равным большему из пределов измерений, если нулевая отметка лежит внутри диапазона измерений. Для электроизмерительных приборов с равномерной, практически равномерной или степенной шкалой и нулевой отметкой внутри диапазона измерений нормирующее значение допускается устанавливать равным сумме модулей пределов измерений. Для измерительных приборов с существенно неравномерной шкалой нормирующее значение устанавливают равным всей длине шкалы или ее части $L_ш$, соответствующей диапазону измерений (в этом случае допускаемый предел абсолютной погрешности выражают, как и длину шкалы, в единицах длины).

Относительные и приведенную погрешности часто выражают в процентах. С этой целью в формулы вводят множитель «100%».

Равномерная шкала – шкала с делениями постоянной длины и с постоянной ценой деления.

Деление шкалы – промежуток между двумя соседними отметками шкалы.

Цена деления шкалы – разность значений величины, соответствующих двум соседним отметкам шкалы.

Практически равномерная шкала – шкала, длина делений которой отличается друг от друга не

более чем на 30% и имеет постоянную цену делений.

Существенно неравномерная шкала – шкала с сужающимися делениями, для которй значение выходного сигнала, соответствующее полусумме верхнего и нижнего пределов диапазона изменений входного (выходного) сигнала, находится в интервале между 65 и 100% длины шкалы, соответствующей диапазону изменений входного (выходного) сигнала.

Степенная шкала – шкала с расширяющимися или сужающимися делениями, отличная от существенно неравномерной шкалы.

Нулевая отметка шкалы – отметка шкалы, соответствующая нулевому значению измеряемой величины.

Диапазон измерений – область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности прибора.

Предел измерений – наибольшее или наименьшее значение диапазона измерений.

Классы точности приборов

Класс точности измерительного прибора – обобщенная характеристика прибора, определяемая пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей, а также другими свойствами прибора, влияющими на его точность.

Основная погрешность прибора – погрешность прибора, используемого в нормальных условиях. *Дополнительная погрешность прибора* возникает при его работе в условиях, отличных от нормальных.

Пределы допускаемых основных погрешностей приборов задаются в виде абсолютных, относительных и приведенных погрешностей приборов.

Предел допускаемой основной погрешности – это наибольшая (без учета знака) основная погрешность прибора, при которой он может быть признан годным и допущен к применению. Предел допускаемой основной абсолютной погрешности прибора может выражаться одним значением

$$\Delta_{\text{п.о.пр}} = \pm a \qquad (10.1)$$

или суммой двух членов

$$\Delta_{\text{п.о.пр}} = \pm (a + bX_{\text{п}}), \qquad (10.2)$$

где a, b – постоянные числа; $X_{\text{п}}$ – показания прибора.

Предел допускаемой основной абсолютной погрешности цифрового прибора может быть задан формулой $\Delta_{\text{п.о.пр}} = \pm(a, \%$ от $X_{\text{п}} + m)$, где m – погрешность дискретности.

Предел допускаемой основной относительной погрешности выражается формулой

$$\delta_{\text{п.о.пр}} = \frac{\Delta_{\text{п.о.пр}}}{X_{\text{п}}} \cdot 100 = \pm q \qquad (10.3)$$

или

$$\delta_{\text{п.о.пр}} = \frac{\Delta_{\text{п.о.пр}}}{X_{\text{п}}} \cdot 100 = \pm\left[c + d\left(\left|\frac{X_{\text{к}}}{X_{\text{п}}}\right| - 1\right)\right], \qquad (10.4)$$

где $X_{\text{к}}$ – верхний предел измерений прибора; c и d – постоянные числа, %

Возможно также задание пределов допускаемых основных абсолютных и относительных погрешностей приборов в виде таблиц или графиков пределов допускаемых погрешностей для разных показаний приборов.

Предел допускаемой основной приведенной погрешности прибора выражается формулой

$$\gamma_{\text{пр}} = \frac{\Delta_{\text{п.о.пр}}}{X_N} \cdot 100 = \pm p, \qquad (10.5)$$

где p – положительное число, выбираемое из ряда чисел

$$(1;\ 1{,}5;\ 2;\ 2{,}5;\ 4;\ 5;\ 6) \cdot 10^n;\ n = 0{,}1,\ -1,\ -2, \ldots \qquad (10.6)$$

Классы точности приборов условно обозначаются буквами и числами из ряда (10.6) в зависимости от способа задания предела допускаемой основной погрешности прибора. Если предел допускаемой основной погрешности прибора задан формулами (10.1), (10.2), таблицами или графиками, то класс точности прибора обозначается на шкале прибора и в его нормативно-технической документации прописной буквой латинского алфавита.

При задании предела допускаемой основной погрешности формулой (10.5), и если при этом $X_N = X_{\text{к}}$, класс точности прибора $K_{\text{п}}$ обозначают числом из ряда (10.6) (без подчеркивания уголком или помещения в кружок, например 1,0). Если же $X_N = L_{\text{ш}}$ ($L_{\text{ш}}$ – длина шкалы или ее части), то класс прибора обозначают числом из ряда (10.6) над углом, например $\underset{\vee}{1{,}0}$.

При указании класса точности на измерительный прибор с существенно неравномерной шкалой можно дополнительно указывать пределы допускаемой основной относительной погрешности для части шкалы, лежащей в пределах, отмеченных специальными знаками (например, точками или треугольниками). В этом случае обозначение класса точности прибора выражают числом со знаком %, помещаемым в кружок. Например, (10%) .

При задании предела допускаемой основной погрешности формулой (10.3) класс точности прибора обозначают числом из ряда (10.6), помещаемым в кружок. Если предел допускаемой основной погрешности задан формулой (10.4), то класс точности обозначают двумя числами из ряда (10.6) через косую черту (например, 0,01/0,02), где числитель и знаменатель соответствуют коэффициентам a и b в %.

Оценка результатов прямых измерений

Систематическая погрешность – это составляющая погрешности измерений, остающаяся постоянной или закономерно изменяющаяся при повторных измерениях одного и того же значения физической величины.

Случайная погрешность – составляющая погрешности измерений, изменяющаяся случайным

образом при повторных измерениях одного и того же значения физической величины.

Если систематическая погрешность заведомо существенно больше случайной, то ограничиваются одним измерением и за его результат принимают показания прибора: $X = X_п$.

Если же систематическая погрешность практически исключена из результата измерений, а случайная погрешность заведомо существенно больше неисключенной систематической погрешности, то с целью оценки возможных предельных значений случайной погрешности необходимо проводить многократные равноточные наблюдения.

Равноточные наблюдения – это наблюдения (измерения) одного и того же значения физической величины одним оператором в одинаковых условиях одним и тем же средством измерений. При этом получают *результаты наблюдений*, а результат измерений определяется после статистической обработки результатов наблюдений.

Системетическая погрешность может быть исключена из результата измерения введением поправки c, получаемой после измерения того же значения физической величины образцовым прибором:

$$c = -\Delta_п = X_д - X_п,$$

где $X_д$ – действительное значение измеряемой физической величины (т. е. показание образцового прибора); $X_и \approx X_д = X_п + c$.

Если же поправку получить не удается, то за результат однократного измерения принимается показание измерительного прибора ($X = X_п$), а за погрешность измерения – предел допускаемой погрешности прибора. При этом доверительный интервал, в пределах которого с вероятностью $P = 1$ лежит истинное значение измеряемой величины, определяется через класс точности прибора (если он используется в нормальных условиях): $X_и \in [X_п - \Delta_{п.о.пр}, X_п + \Delta_{п.о.пр}]$.

Предел допускаемой основной абсолютной погрешности $|\Delta_{п.о.пр}| \leqslant (K_п X_N/100)$, где $K_п$ – класс точности прибора, определяемый на основании формулы (10.5), так как $K_п \geqslant |\gamma_{пр}|$, или $|\Delta_{п.о.пр}| \leqslant (K_п X_п/100)$, если $K_п$ определяется по формуле (10.3), так как $K_п \geqslant \delta_{п.о.пр}|$, и т. п.

Статистическая обработка N результатов равноточных наблюдений с целью получения результата измерений и определения доверительного интервала включает в себя:

1) исключение известных систематических погрешностей из результатов наблюдений (т. е. исправление результатов наблюдений):

2) вычисление оценки среднего арифметического исправленных результатов наблюдений X_i по формуле

$$\tilde{X}_{ср} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} X_i$$

и принятие ее за результат измерений ($X = \tilde{X}_{ср}$);

3) вычисление оценки среднего квадратического отклонения *i*-го результата наблюдения от среднего $\tilde{X}_{ср}$ по формуле

$$\tilde{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N} (X_i - \tilde{X}_{ср})^2}$$

или

$$\tilde{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{N-1}\left[\sum_{i=1}^{N} X_i^2 - \frac{1}{N}\left(\sum_{i=1}^{N} X_i\right)^2\right]};$$

4) вычисление оценки среднего квадратического отклонения результата измерения $X = \tilde{X}_{ср}$ от истинного значения $X_и$ измеряемой физической величины по формуле

$$\tilde{\sigma}[\tilde{X}_{ср}] = \tilde{\sigma}/\sqrt{N};$$

5) вычисление доверительной границы случайной погрешности результата измерений (если результаты наблюдений распределены по нормальному закону) по формуле $\varepsilon = t_{N,P}\,\tilde{\sigma}[\tilde{X}_{ср}]$, где $t_{N,P}$ – коэффициент Стьюдента, зависящий от числа наблюдений N и доверительной вероятности P (приведен в справочниках по математике).

При этом $X_и \in [\tilde{X}_{ср} - \varepsilon, \tilde{X}_{ср} + \varepsilon]$ с доверительной вероятностью P.

При других законах распределения результатов наблюдений способы определения доверительных границ значительно сложнее и должны быть указаны в методике выполнения конкретных измерений.

Оценка результатов косвенных измерений

Результат косвенного измерения вычисляют по известной формуле, устанавливающей зависимость между искомой величиной z и величинами-аргументами (аргументами функции z) $x_1, x_2, \ldots, x_n$, подвергаемыми прямым измерениям, которая в обобщенном виде может быть представлена выражением

$$z = f(x_1, x_2, \ldots, x_n).$$

Если функция z линейна, например $z = \sum_{i=1}^{n} c_i x_i$, и каждая величина-аргумент измерялась один раз, то абсолютная погрешность косвенного измерения $\Delta_к = \sum_{i=1}^{n} c_i \Delta_i$, где c_i – постоянные коэффициенты; Δ_i – абсолютные погрешности измерения соответствующих аргументов.

Если же каждый аргумент линейной функции измерялся многократно, то абсолютная среднеквадратическая погрешность косвенного измерения

$$\sigma_к = \sum_{i=1}^{n} c_i^2 \sigma_i^2,$$

где σ_i – среднеквадратические погрешности измерения i-х аргументов.

Если функция $z = \varphi(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ нелинейная дифференцируемая, то при однократном измерении аргументов функции абсолютная погрешность косвенного измерения

$$\Delta_к = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial z}{\partial x_i} \Delta_i,$$

а при многократных наблюдениях аргументов абсолютная среднеквадратическая погрешность косвенного измерения

$$\sigma_z = \sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\partial z}{\partial x_i}\right)^2 \sigma_i^2}.$$

Соответствующие относительные погрешности косвенных измерений находятся делением абсолютных погрешностей на значение искомой величины z.

Если абсолютные погрешности прямых измерений аргументов находят через класс точности приборов, измерявших аргументы, то абсолютная погрешность косвенного измерения принимает максимально возможное предельное (т. е. просуммированное по модулю) значение. Например, при нелинейной функции z

$$\Delta_{z\,max} = \pm\sum_{i=1}^{n}\left|\frac{\partial z}{\partial x_i}\frac{K_i X_{Ni}}{100}\right|$$

или

$$\Delta_{z\,max} = \pm\sum_{i=1}^{n}\left|\frac{\partial z}{\partial x_i}\frac{K_i X_{ni}}{100}\right|$$

соответственно при определении класса точности приборов K_i по формулам (10.5) или (10.3). Здесь K_i, X_{Ni}, X_{ni} – соответственно классы точности, нормирующие значения и показания приборов, измерявших i-е аргументы.

Классификация измерительных приборов

Измерительные приборы делятся на показывающие и регистрирующие, на приборы непосредственной оценки и приборы сравнения. По конструктивным компонентам они делятся на электромеханические и электронные радиоизмерительные.

Электромеханические измерительные приборы по типу измерительного механизма делятся на измерительные приборы магнитоэлектрические (в условном обозначении прибора стоит буква М), электромагнитные (Э), электростатические (С), электродинамические (Д).

В приборах выпрямительной системы (Ц) используется выпрямитель и магнитоэлектрический измерительный механизм, в приборах термоэлектрических (Т) – термопара и магнитоэлектрический измерительный механизм.

Условное обозначение типа электромеханического прибора состоит из прописной буквы русского алфавита (в зависимости от системы прибора) и рядом стоящего числа. Например, С75 – измерительный прибор электростатической системы.

Радиоизмерительные приборы по характеру измерений и виду измеряемых величин разделяются на подгруппы, которым присваивается буквенное обозначение (прописная буква русского алфавита). Приборы подгрупп делятся в соответствии с основной выполняемой функцией на виды, которым присваивается буквенно-цифровое обозначение, состоящее из обозначения подгруппы и номера вида. Приборы каждого вида разделяются на типы, которым присваивается порядковый номер модели. В обозначении прибора номер модели пишется после обозначения вида через дефис. Например, обозначение «В2-10» обозначает: вольтметр (подгруппа В) постоянного тока (вида В2) модели номер 10.

Приборы, подвергшиеся модернизации, обозначаются как первоначальная модель с добавлением (после номера модели) русской прописной буквы в алфавитном порядке (например, В2-10А). Приборы, эксплуатация которых возможна в условиях тропического климата, в обозначении имеют дополнительно букву «Т» (например, В2-10АТ).

Приборы с одинаковыми электрическими характеристиками, различающиеся лишь конструктивным исполнением, обозначаются дополнительно цифрой, которая пишется через дробь после номера модели: В2-10/1. Многофункциональные приборы могут иметь в обозначении вида дополнительную букву «К». Например, универсальный (т. е. постоянного и переменного тока) вольтметромметр может быть обозначен как В7-15 или ВК7-15.

Блоки, которыми комплектуются приборы, относятся к подгруппе Я. В обозначение вида блока добавляется буква, обозначающая индекс подгруппы по выполняемой функции. Например, блок прибора для измерения напряжения обозначается Я1В, блок прибора для наблюдения и исследования формы сигнала – Я4С и т. д.

Перечень подгрупп электронных радиоизмерительных приборов дан в табл. 10.5.

Таблица 10.5. **Классификация радиоизмерительных приборов**

Подгруппа	Наименование подгруппы
А	Приборы для измерения тока
В	Приборы для измерения напряжения
Е	Приборы для измерения параметров компонентов и цепей с сосредоточенными постоянными
М	Приборы для измерения мощности
Р	Приборы для измерения параметров элементов с распределенными постоянными
Ч	Приборы для измерения частоты и времени
Ф	Приборы для измерения разности фаз и группового времени запаздывания
С	Приборы для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра
Х	Приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств
И	Приборы для импульсных измерений
П	Приборы для измерения напряженности поля и радиопомех
У	Усилители измерительные
Г	Генераторы измерительные
Д	Аттенюаторы и приборы для измерения ослабления

Окончание табл. 10.5

Подгруппа	Наименование подгруппы
К	Комплексные измерительные установки
Л	Приборы общего применения для измерения параметров электронных ламп и полупроводниковых приборов
Ш	Приборы для измерения электрических и магнитных свойств материалов
Я	Блоки радиоизмерительных приборов
Э	Измерительные устройства коаксиальных и волноводных трактов
Б	Источники питания для измерений и радиоизмерительных приборов

На электроизмерительных приборах и вспомогательных частях к ним наносят условные обозначения, которые указывают на особенности эксплуатации приборов и их конструкцию. Некоторые из этих обозначений приведены в табл. 10.6.

10.2. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Общие сведения

Напряжения и токи измеряют в диапазоне от единиц микровольт до сотен киловольт и от долей наноампер до сотен килоампер при частотах от нуля до гигагерц.

Различные методы и средства измерений позволяют получать результаты измерений с погрешностями, составляющими тысячные доли процента, а токов – сотые доли пропента. С наивысшей точностью измеряются постоянные напряжения и токи.

Напряжения и токи измеряют как приборами непосредственной оценки (электромеханической и электронной групп), так и приборами, реализующими методы сравнения. Широко применяются косвенные методы измерения.

Приборы, предназначенные для прямого измерения напряжений, называют вольтметрами,

Таблица 10.6. **Условные обозначения, наносимые на электроизмерительные приборы и вспомогательные части (по ГОСТ 23217–78)**

№ п/п	Символ по МЭК-51	Наименование	Условное обозначение
1	B-1	Постоянный ток	
2	B-2	Переменный ток	
3	B-3	Постоянный и переменный ток	
4	C-2	Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением, превышающим 500 В, например 2 кВ	
5	C-1	Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением 500 В	
6	C-3	Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	
7	C-7	Прибор или вспомогательная часть под высоким напряжением	
8	Д-1	Прибор применять при вертикальном положении шкалы	
9	Д-2	Прибор применять при горизонтальном положении шкалы	
10	Д-3	Прибор применять при наклонном положении шкалы (например, под углом 60°) относительно горизонтальной плоскости	
11	Д-7	Обозначение, указывающее на ориентирование прибора во внешнем магнитном поле	N
12	F-1	Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой	
13	F-3	Магнитоэлектрический прибор с подвижным магнитом	
14	F-5	Электромагнитный прибор	
15	F-8	Электродинамический прибор	
16	F-9	Ферродинамический прибор	
17	F-15	Биметаллический прибор	
18	F-16	Электростатический прибор	
19	F-20	Электронный преобразователь в измерительной цепи	
20	F-22	Выпрямитель	
21	F-27	Электростатический экран	
22	F-28	Магнитный экран	
23	F-29	Астатический прибор	ast
24	F-32	Корректор	
25	F-33	Внимание! Смотри дополнительные указания в паспорте и инструкции по эксплуатации	
26	F-37	Стальной лист толщиной x (в миллиметрах)	Fex

милливольтметрами, киловольтметрами. Их подключают параллельно участку цепи, напряжение на котором нужно измерить.

Приборы, предназначенные для прямого измерения токов, называют амперметрами (миллиамперметрами, микроамперметрами). Их включают в разрыв цепи.

Электромеханические вольтметры и амперметры

Электромеханические вольтметры и амперметры состоят из электрического измерительного механизма той или иной системы и измерительного преобразователя в виде добавочных резисторов или шунтов.

Свойства измерительных механизмов описываются уравнением шкалы, устанавливающим зависимость между линейным (или угловым) перемещением указателя механизма α и измеряемой величиной, воздействующей на механизм. Уравнения шкал измерительных механизмов в сокращенной записи приведены в табл. 10.7. В этих уравнениях: α – линейное или угловое перемещение указателя механизма; S_I – коэффициенты чувствительности к току; S_U – коэффициенты чувствительности к напряжению; I_0, U_0 – постоянные составляющие тока и напряжения; $I_с$, $U_{с.к}$ – среднеквадратические значения тока и напряжения; $I_{с.к1}$, $I_{с.к2}$ – среднеквадратические значения токов соответственно в первой и второй катушках механизма; φ – фазовый сдвиг между токами в катушках.

Если катушки механизма типа Д подключены в цепи одного источника, то уравнение его шкалы приводится к виду $\alpha = k_1 S_I I^2_{с.к1}$ или $\alpha = k_2 S_U U^2_{с.к2}$.

В стрелочных (аналоговых) измерительных приборах наибольшее применение находят магнитоэлектрические измерители; характеристики некоторых из них даны в табл. 10.8.

Схемы электромеханических вольтметров приведены на рис. 10.2.

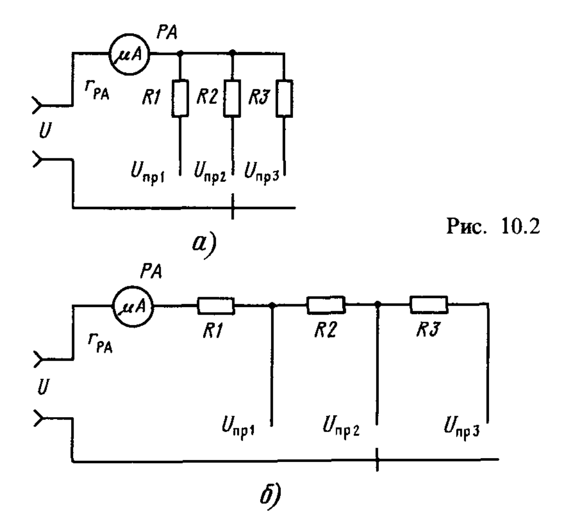


Рис. 10.2

Таблица 10.7. **Уравнения шкал измерительных механизмов**

Система механизма	Обозначение	Управление шкалы
Магнитоэлектрическая	М	$\alpha = S_I I_0$; $\alpha = S_U U_0$
Электромагнитная	Э	$\alpha = S_I I^2_{с.к}$; $\alpha = S_U U^2_{с.к}$
Электростатическая	С	$\alpha = S_U U^2_{с.к}$
Электродинамическая	Д	$\alpha = S_I I_{с.к1} I_{с.к2} \cos\varphi$

Таблица 10.8. **Измерители магнитоэлектрической системы**

Тип	Класс точности	Ток полного отклонения, мкА	Размеры, мм
M1690	1,0	50; 100; 200; 500	120 × 105 × 75
M1692	0,5; 1,0	20; 50; 100; 200; 500; 1000	120 × 105 × 75
M4204	1,5; 2,5	10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000	80 × 80 × 49
M42007	1,5; 2,5	10; 20; 30; ± 5; ± 10; ± 20; ± 30	80 × 80 × 49
M4244	1,5; 2,5	10; 20; 30; ± 5; ± 10; ± 20; ± 30	80 × 80 × 59
M4205	1,5; 2,5	10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000	60 × 60 × 49
M4208	1,5; 2,5	10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000	60 × 60 × 49
M42008	1,5; 2,5	10; 20; 30; ± 5; ± 10; ± 20; ± 30	60 × 60 × 49
M4206	2,5; 4,0	10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000	40 × 40 × 45
M42009	2,5; 4,0	10; 20; 30; ± 5; ± 20; ± 30	40 × 40 × 49
M4228	4,0	200	30 × 30 × 49
M4248	2,5; 4,0	± 50; ± 75; 100; 150; 200; 250	21 × 54 × 58

Сопротивления добавочных резисторов вольтметров, выполненных по схеме на рис. 10.2,*а*, вычисляют по формуле

$$R_i = (U_{прi} - I_{PA}\, r_{PA})/I_{PA},$$

а вольтметров, выполненных по схеме на рис. 10.2,*б*, – по формулам

$$R_1 = (U_{пр1} - I_{PA}\, r_{PA})/I_{PA},$$
$$R_2 = [(U_{пр2} - I_{PA}\, r_{PA})/I_{PA}] - R_1,$$
$$R_3 = [(U_{пр3} - I_{PA}\, r_{PA})/I_{PA}] - (R_1 + R_2) \text{ и т. д.,}$$

где $U_{прi}$ – рассчитываемый i-й верхний предел измерения вольтметра; R_i – сопротивление добавочного резистора соответствующего предела измерения; I_{PA} – ток предельного (или полного) отклонения указателя микроамперметра (милли-

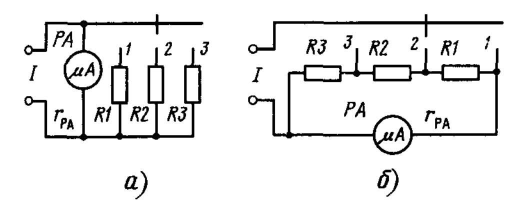


Рис. 10.3

амперметра); r_{PA} – сопротивление рамки микроамперметра (все величины – в единицах СИ).

Схемы электромеханических амперметров приведены на рис. 10.3. В амперметрах для расширения пределов измерения используют шунты – резисторы, подключаемые параллельно рамке (катушке) измерителя PA. Сопротивления шунтов, включаемых по схеме на рис. 10.3,*а*, вычисляют по формуле

$$R_i = r_{PA}\,[I_{PA}/(I_{\text{пр}\,i} - I_{PA})] = r_{PA}/(n_i - 1),$$

где $I_{\text{пр}\,i}$ – рассчитываемый i-й верхний предел измерения амперметра; $n_i = I_{\text{пр}\,i}/I_{PA}$ – коэффициент расширения i-го предела измерения.

Сопротивления многопредельного универсального шунта (рис. 10.3,*б*) рассчитывают на основании формулы

$$n_i = I_{\text{пр}\,i}/I_{PA} = (R_{\text{ш}\,i} + r_{PA} + R_{\text{д}\,i})/R_{\text{ш}\,i} = R/R_{\text{ш}\,i},$$

где $R_{\text{ш}\,i}$ – суммарное сопротивление резисторов, включенных непосредственно между входными зажимами амперметра на i-м верхнем пределе измерения; $R_{\text{д}\,i}$ – суммарное сопротивление резисторов, включенных последовательно с рамкой (катушкой) измерителя PA на i-м пределе измерения; R – общее сопротивление контура «измеритель – резисторы».

Для рис. 10.3,*б*: на первом пределе измерения $R_{\text{ш}1} = R_1 + R_2 + R_3$, $R_{\text{д}1} = 0$; на втором $R_{\text{ш}2} = R_2 + R_3$, $R_{\text{д}2} = R_1$; на третьем $R_{\text{ш}3} = R_3$, $R_{\text{д}3} = R_2 + R_1$.

При наличии многопредельного универсального шунта пределы измерения тока можно изменять без выключения тока в контролируемой цепи. Пределы измерения амперметров с простыми шунтами (рис. 10.3,*а*) можно изменять лишь после выключения тока в измеряемой цепи (или при наличии безобрывного переключателя пределов), так как в противном случае возможны многократная перегрузка измерителя и перегорание его рамки (катушки) или токоподводящих пружин.

Рассмотренные шунты называют индивидуальными, поскольку они рассчитаны на применение с конкретными измерителями. Они могут быть внутренними (помещаемыми внутри корпуса прибора) и наружными, монтируемыми вне корпуса прибора.

Промышленные приборы с индивидуальными шунтами не изготовляются, а выпускаются с взаимозаменяемыми калиброванными шунтами, пригодными для подключания к любому измерителю с номинальным падением напряжения на его зажимах, при котором указатель отклоняется до конечного значения шкалы. Калиброванные шунты изготовляются с номинальным падением напряжения 60 или 75 мВ, которое указывается на шунте или в его паспорте, например «75 mV 500A».

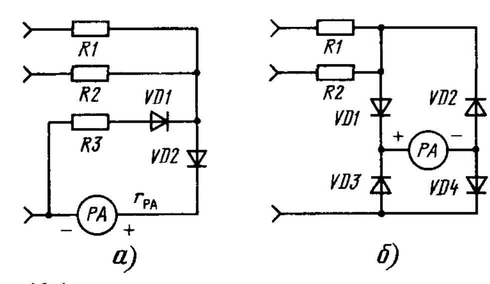


Рис. 10.4

Для измерения переменных напряжений и токов с частотами до нескольких десятков килогерц широко применяют приборы выпрямительной системы, состоящие из измерительного механизма магнитоэлектрической системы, диодного выпрямителя, добавочных резисторов и шунтов.

Сопротивления добавочных резисторов вольтметров выпрямительной системы, выполненных по схеме на рис. 10.4,*а*, вычисляют по формуле

$$R_i = (0{,}45\,U_{\text{с.к.пр}\,i}/I_{PA}) - (r_{PA} + r_{\text{д}}),$$

а вольтметров, выполненных по схеме на 10.4,*б*, – по формуле

$$R_i = (0{,}9\,U_{\text{с.к.пр}\,i}/I_{PA}) - (r_{PA} + 2\,r_{\text{д}}),$$

где $U_{\text{с.к.пр}\,i}$ – i-й верхний предел измерения вольтметра (среднеквадратическое значение синусоидального напряжения); I_{PA} – ток предельного отклонения указателя измерителя; $r_{\text{д}}$ – сопротивление диода в прямом направлении.

Амперметры выпрямительной системы выполняют по схемам, аналогичным схеме на рис. 10.3, с включением соответствующим образом выпрямляющих диодов.

Показания приборов выпрямительной системы пропорциональны средневыпрямленному значению измеряемых напряжений или токов. Шкалы же их градуируют в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Поэтому показания приборов выпрямительной системы равны среднеквадратическому значению напряжения или тока лишь при измерении напряжений и токов синусоидальной формы.

Аналоговые электронные вольтметры

Аналоговые электронные вольтметры применяют для измерения постоянных напряжений (вольтметры вида В2), переменных (вида В3) и импульсных напряжений (вида В4). Электронные универсальные вольтметры (вид В7) могут измерять и постоянные, и переменные напряжения.

Электронные вольтметры постоянного тока имеют усилитель постоянного тока (УПТ), к выходу которого подключается стрелочный из-

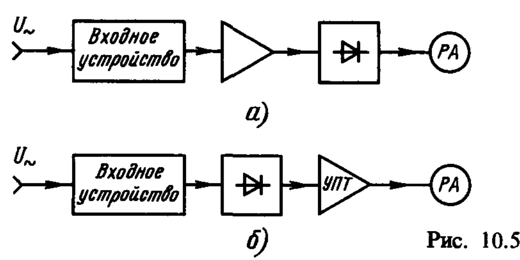


Рис. 10.5

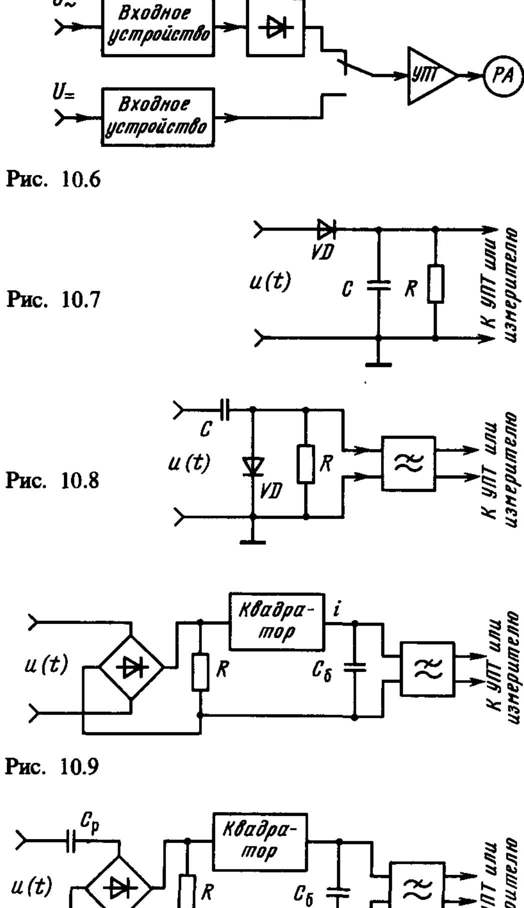


Рис. 10.6

Рис. 10.7

Рис. 10.8

Рис. 10.9

Рис. 10.10

Рис. 10.11

меритель магнитоэлектрической системы PA. Усилитель обеспечивает высокое входное сопротивление вольтметра до нескольких десятков мегаом и повышает его чувствительность.

Электронные вольтметры переменного тока и импульсные выполняют по одной их схем: «усилитель переменного тока – выпрямитель (называемый детектором) – измеритель» (рис. 10.5,*а*) или «детектор – УПТ – измеритель» (рис. 10.5,*б*). По схеме рис. 10.5,*а* изготавливают милливольтметры (микровольтметры). Однако у таких вольтметров верхняя граница области рабочих частот не превышает нескольких мегагерц. По схеме на рис. 10.5,*б* выполняют вольтметры с верхней границей области рабочих частот в несколько сотен мегагерц. Однако такие вольтметры имеют низкую чувствительность (нижняя граница диапазона измерения – ие ниже нескольких десятых вольта).

Универсальные вольтметры строятся по структурной схеме, изображенной на рис. 10.6.

Свойства электронных вольтметров в значительной мере определяются видом примененного детектора. В электронных вольтметрах применяют пиковые (амплитудные) детекторы с открытым входом (рис. 10.7), пиковые детекторы с закрытым входом (рис. 10.8), детекторы среднеквадратического значения (квадратичные детекторы) (рис. 10.9, 10.10) и детекторы средневыпрямленного значения (рис. 10.11). Параметры конденсаторов и резисторов пиковых детекторов выбирают в зависимости от области рабочих частот вольтметра и амплитуды измеряемого напряжения. Обычно $C = 100 \ldots 10000$ пФ, $R = 40 \ldots 100$ МОм.

Среднее значение (т. е. постоянная составляющая) напряжения на выходе детектора по схеме на рис. 10.7 практически (с погрешностью не более 1...2%) равно максимальному значению измеряемого напряжения (с учетом и его постоянной составляющей). Среднее значение напряжения на выходе детектора по схеме на рис. 10.8 практически равно пиковому отклонению «вверх» измеряемого напряжения над его постоянной составляющей (постоянная состав ляющая «не проходит» на выход детектора – вход детектора «закрыт» для постоянной составляющей).

В квадратичных детекторах с открытым входом (рис. 10.9) квадратор должен иметь вольт-амперную характеристику вида $i = b u^2(t)$. Постоянная составляющая напряжения на выходе ФНЧ такого детектора прямо пропорциональна среднеквадратическому значению измеряемого напряжения.

В квадратических детекторах с закрытым входом (рис. 10.10) квадратор должен иметь вольт-амперную характеристику вида $i = b u^2(t)$ или $i = a u(t) + b u^2(t)$. Постоянная составляющая напряжения на выходе ФНЧ квадратичного детектора с закрытым входом прямо пропорциональна среднеквадратическому значению переменной составляющей измеряемого напряжения. Емкость разделительного конденсатора $C_р$ выбирается в пределах 100...10000 пФ; емкость блокировочных конденсаторов $C_б$ может составлять несколько десятков микрофарад. Постоянная составляющая напряжения на выходе ФНЧ детектора средневыпрямленного значения с открытым входом (рис. 10.11) прямо пропорциональна средневыпрямленному значению измеряемого напряжения. В качестве ФНЧ наиболее часто используют фильтр RC типа.

Таблица 10.9. **Аналоговые электронные вольтметры**

Тип	Конечные значения шкал	Класс точности	Рабочая область частот	$R_{вх}$	$C_{вх}$
В2-25	3; 10; 30; 100; 300; 1000 мкВ	6,0...1,5	Постоянный ток	10...300 МОм	–
	3; 10; 30; 100; 300; 1000 мВ	1,5			
В3-44	10; 30; 100; 300 мВ 1; 3; 10; 30; 100; 300 В	2,5	20 Гц...20 кГц	20 кОм	60 пФ
В3-42	100; 300 мкВ	5,0...20,0	10 Гц...50 МГц	2,5...50 МОм	15...30 пФ
	1; 3; 10; 30; 100; 300 мВ	4,0...10,0			
	300 В (с делителем)	–	–	–	–

Таблица 10.10. **Аналоговые импульсные вольтметры**

Тип	Диапазон измерения	Класс точности	Длительность импульса	Частота повторения импульса	Скважность импульса	$R_{вх}$	$C_{вх}$
В4-12	1...1000 мВ; 100 В (с делителем)	4,0...10,0	0,1...300 мкс	50 Гц...100 кГц	2...200 000	1 МОм	10 пФ
В4-14	0,01...100 В	4,0...10,0	3 нс...100 мкс	25 Гц...50 МГц	–	3 кОм	12 пФ

Основные технические характеристики некоторых аналоговых электронных вольтметров, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 10.9, 10.10.

Цифровые вольтметры

В цифровых вольтметрах результат измерения представляется цифрами, что исключает ряд субъективных погрешностей. Сигналы, вырабатываемые цифровыми вольтметрами в процессе измерения напряжения, удобны для их использования в цифровых вычислительных и регистрирующих машинах, АСУ и т. д. Точность цифровых вольтметров обычно существенно выше точности аналоговых вольтметров.

Наибольшее распространение получили цифровые вольтметры постоянного тока. Для измерения переменных напряжений такие вольтметры комплектуются съемными детекторами. Разработаны также цифровые вольтметры прямого (без детекторов) измерения переменного напряжения.

В основу работы цифровых вольтметров положен принцип преобразования аналоговой (непрерывной) величины в дискретную. По способу такого преобразования различают цифровые вольтметры с времяимпульсным преобразованием, вольтметры с поразрядным уравновешиванием и др.

Структурная схема цифрового вольтметра постоянного тока с времяимпульсным преобразованием дана на рис. 10.12. На рис. 10.13 приведены временные диаграммы напряжения в характерных точках схемы (эти точки обозначены цифрами в кружках), поясняющие работу вольтметра. Суть времяимпульсного преобразования состоит в том, что измеряемое напряжение преобразуется в интервал времени, прямо пропорциональный этому напряжению, а затем

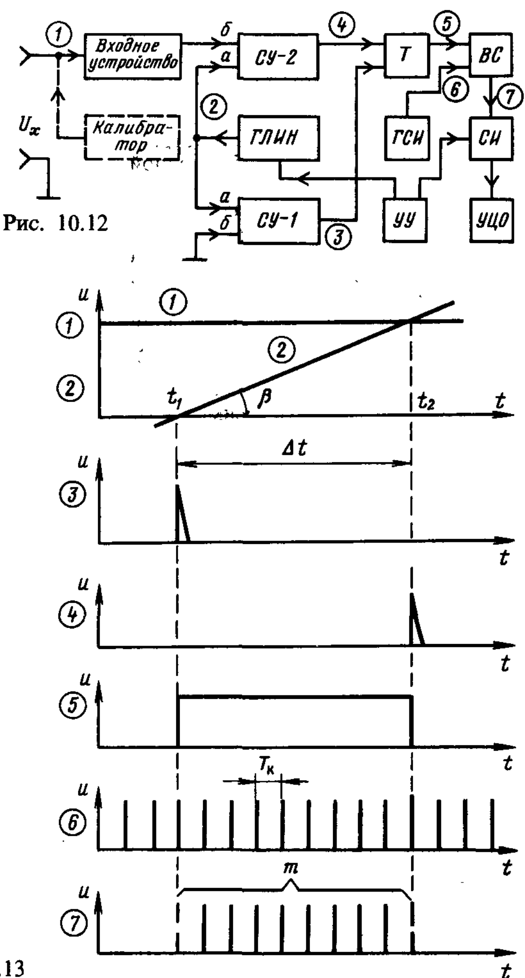


Рис. 10.12

Рис. 10.13

Таблица 10.11. **Цифровые вольтметры**

Тип	Диапазон измерения	Погрешность измерения	Рабочая область частот	$R_{вх}$	$C_{вх}$
ВК2-20	2 мВ...200 В 0,2 мкА...2А	$\pm (0,3 + 0,1) U_{пред}/U_x$,%	Постоянный ток	1...100 МОм	–
В4-13	$U_{имп}$: 0,1...150 В $U_{\sim}$: 0,1...130 В $U_{=}$: 0,1...150 В	$\pm (0,005 U_x + 0,02)$, В $\pm (0,005 U_x + 0,02)$, В $\pm (0,005 U_x + 0,02)$, В	10 Гц...1 МГц 10 Гц...100 кГц Постоянный ток	50; 75; 150; 100 Ом 1 МОм 1 МОм	 35 пФ –
В2-29**	$U_{=} = \pm 1$ В	$\pm [0,1 + 0,03 (U_{пред}/U_x - 1)]$,%	То же	100 МОм	

* U_x – значение измеряемой величины; $U_{пред}$ – конечное значение диапазона показаний.
** Встраиваемый вольтметр.

интервал времени измеряется с помощью счетных импульсов, следующих через известный малый интервал времени $T_к$ и подсчитываемых электронным счетчиком импульсов.

Напряжение измеряется циклами, которые задаются управляющим устройством УУ. Управление циклами может быть ручным или автоматическим (с помощью реле времени). В начале цикла УУ запускает генератор линейно изменяющегося напряжения ГЛИН и сбрасывает на нуль счетчик импульсов СИ. В момент t_1 (рис. 10.13, 1,2) срабатывает сравнивающее устройство СУ-1 и выдает импульс (рис. 10.13, 3). Триггер Т этим импульсом перебрасывается в состояние 1 (рис. 10.13, 5) и открывает временной селектор ВС, на вход б которого подано напряжение кварцевого генератора счетных импульсов ГСИ (рис. 10.13, 6). Счетные импульсы через открытый ВС поступают на СИ (рис. 10.13,7). В момент t_2 напряжение ГЛИН сравняется с измеряемым (рис. 10.13, 1, 2) и СУ-2 выдаст импульс (рис. 10.13,4), которым триггер Т возвратится в состояние 0 (рис. 10.13,5). Временной селектор закрывается, счет импульсов прекращается.

За время действия стробирующего импульса Δt на счетчик СИ прошло m импульсов. Их количество определяет измеряемое напряжение U_x:

$$\Delta t = m T_к,\ U_x = \Delta t\, \mathrm{tg}\beta;$$
$$U_x = m T_к\, \mathrm{tg}\beta = m K.$$

На выбранном пределе измерения К постоянно, так как зависит лишь от скорости изменения напряжения ГЛИН и периода следования счетных импульсов $T_к$. Обычно параметры выбирают так, что $K = 10^n$, где $n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ При этом $U_x = 10^n m$ и переключение пределов измерения равноценно переносу запятой на табло устройства цифрового отсчета УЦО.

Погрешность измерения напряжения вольтметром слагается из погрешности образцового (линейно изменяющегося) напряжения ГЛИН, погрешности, сравнивающих устройств СУ-1 и СУ-2, погрешности дискретности,связанной с возможностью счета «лишнего» импульса или недосчета «нужного» импульса, соответствующих интервалам действия фронта и среза стробирующего импульса (рис. 10.13,5), а также погрешности интервала $T_к$.

Характеристики некоторых цифровых вольтметров промышленного изготовления даны в табл. 10.11.

Зависимость показаний вольтметров и амперметров от формы измеряемого сигнала

Вольтметры разных систем или с разными типами детекторов при измерении одного и того же напряжения могут давать разные показания. Например, при измерении постоянного напряжения вольтметры магнитоэлектрической системы дадут показания, равные постоянной составляющей этого напряжения, а показания вольтметров, имеющих детекторы с закрытым входом, покажут 0. При измерении же напряжения синусоидальной формы вольтметры магнитоэлектрической системы покажут 0, а электронные вольтметры в зависимости от типа детектора дадут показания, прямо пропорциональные амплитуде, среднеквадратическому или средневыпрямленному значению измеряемого напряжения. Таким образом, для правильной оценки результатов измерений и нахождения интересующего значения измеряемого напряжения нужно знать систему примененного в приборе измерителя, тип детектора, схему входа (открыта или закрыта) и характер градуировки шкалы (шкала прибора переменного тока может градуироваться в пиковых или среднеквадратических значениях синусоидального напряжения).

Следует помнить, что оцифровка шкалы вольтметра с пиковым детектором при его градуировке на синусоидальном напряжении в среднеквадратических значениях уменьшается в $\sqrt{2} \approx 1,41$ раза по сравнению с пиковым (амплитудным) значением, имеющимся на входе вольтметра. Оцифровка шкалы вольтметра с детектором средневыпрямленного значения при его градуировке в среднеквадратических значениях на синусоидальном напряжении увеличивается в 1,11 раза.

Пример. Требуется измерить напряжение, имеющее форму периодической последовательности однополярных прямоугольных импульсов (рис. 10.14), и определить ожидаемые показания

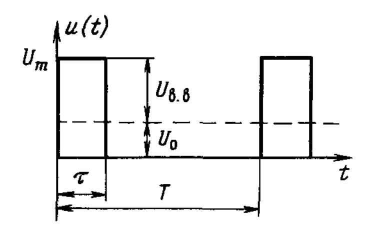


Рис. 10.14

вольтметров В4-2, В7-15 и В3-10А, если амплитуда импульсов $U_m = 20$ В, а скважность $Q = T/\tau = 10$.

Решение проведем без учета погрешностей. Вольтметры В4-2 и В7-15 имеют закрытый вход и не реагируют на постоянную составляющую измеряемого напряжения U_0 (показания этих вольтметров прямо пропорциональны $U_{в.в}$):

$$U_{в.в} = U_m - U_0 = U_m - \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,dt = U_m - (U_m/Q) = 18 \text{ В}.$$

Поскольку шкала вольтметра В4-2 градуирована в пиковых значениях напряжения, то его показание $X_{п1} = U_{в.в} = 18$ В.

Вольтметр В7-15 должен показать $X_{п2} = U_{в.в}/\sqrt{2} = 12{,}7$ В, так как его шкала градуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения.

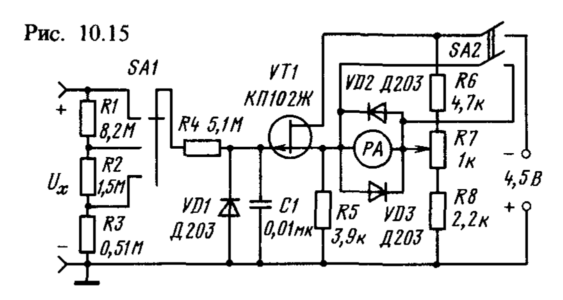
Вольтметр типа В3-10А на пределах измерения выше 0,3 В имеет открытый вход, детектор средневыпрямленного значения и шкалу, градуированную в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Так как средневыпрямленное значение однополярного напряжения совпадает с постоянной составляющей этого напряжения (см. § 10.1), то $U_{с.в} = U_0 = U_m/Q = 2$В. Поскольку при градуировке оцифровка шкалы вольтметра В3-10А увеличена в 1,11 раза относительно средневыпрямленного значения калибрующего синусоидального напряжения, показания вольтметра должны быть равны $X_{п3} = 1{,}11\ U_{с.в} = 1{,}11 \cdot 2 = 2{,}22$ В.

Изложенное справедливо и для амперметров.

Радиолюбительские конструкции

Схема вольтметра постоянного тока с УПТ на полевом транзисторе приведена на рис. 10.15. Транзистор VT1 и резисторы R5–R8 образуют мост, в диагональ которого включен измеритель магнитоэлектрической системы PA, имеющий ток предельного отклонения 100 мкА и сопротивление рамки 1870 Ом. Входное сопротивление вольтметра практически определяется сопротивлением входного делителя напряжения и сопротивлением утечек и меняется в пределах от 0,5 до нескольких мегаом. Конечные значения шкал 1, 5 и 20 В. Установка нуля производится резистором R7. Диоды VD1–VD3 защитные. Электрическое арретирование измерителя происходит при разомкнутом включателе SA2. Для измерения переменных напряжений ко входу вольтметра нужно подключить один из детекторов, описанных ранее. Для повышения чувствительности в прибор (между VT1 и PA) может быть введен дополнительный УПТ на микросхеме (например, Р153УТ1А).

Рис. 10.15



10.3. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ, ЕМКОСТЕЙ И ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Методы измерения сопротивлений

Сопротивления наиболее часто измеряют методом непосредственной оценки (с помощью омметров), характеризуемым простотой отсчета и широкими пределами измерений, и методом сравнения (мостовым), обеспечивающим малую погрешность измерений.

Электромеханические омметры постоянного тока разделяются на две основные группы: с последовательной схемой (рис. 10.16,*а*) для измерения средних и больших сопротивлений (1 Ом и выше) и с параллельной схемой для измерения малых сопротивлений (рис. 10.16,*б*).

В качестве отсчетного устройства омметры используют измеритель магнитоэлектрической системы с током предельного отклонения 20...100 мкА. Шкалы омметров с последовательной схемой имеют нулевую отметку справа (указатель измерителя устанавливается на эту отметку при замкнутой кнопке SB) и отметку ∞ слева. Омметры с параллельной схемой имеют нулевую отметку слева, а отметку ∞ справа. Переменный резистор $R_ш$ служит для установки нуля омметра (при замкнутой кнопке SB), а резистор $R_д$ – для установки отметки ∞ (при разомкнутой кнопке SB). Омметр градуируют по образцовым резисторам. Обычно погрешность

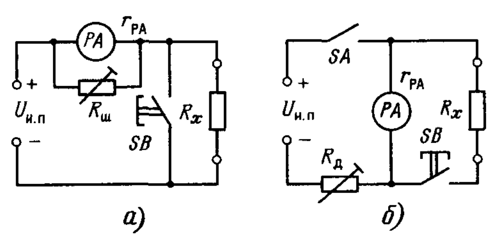


Рис. 10.16

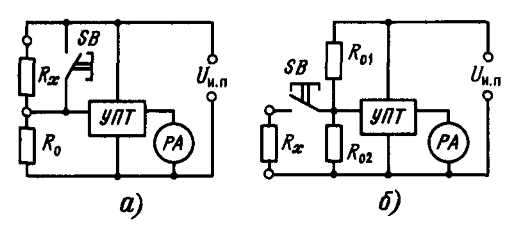


Рис. 10.17

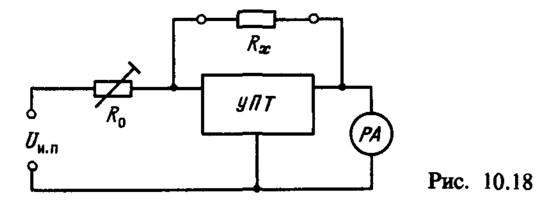


Рис. 10.18

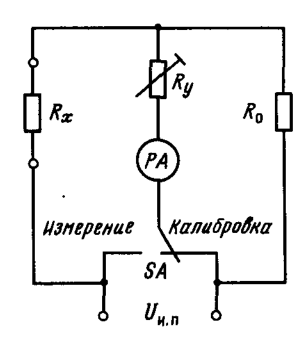


Рис. 10.19

омметров составляет 4 ... 10%; на начальном и конечном участках шкалы погрешности значительно возрастают.

Электронные омметры строят на базе УПТ. Они представляют собой, по сути, вольтметры постоянного тока, на входы которых подается напряжение, снимаемое с делителя напряжения, образуемого измеряемым R_x и образцовым R_0 резисторами (рис. 10.17). Возможные изменения напряжения питания $U_{и.и}$ компенсируются изменением коэффициента усиления УПТ при установке нулевой отметки (рис. 9.17,*а* – нуль справа) или отметки ∞ (рис. 10.17,*б* – ∞ справа).

Основным недостатком омметров, схемы которых показаны на рис. 10.16 и 10.17, является неравномерность шкалы. На базе УПТ можно построить омметр с линейной (равномерной) шкалой, если включить образцовый R_0 и измеряемый R_x резисторы, как показано на рис. 10.18. Напряжение иа выходе УПТ здесь линейно зависит от измеряемого сопротивления:

$$|U_{вых}| = (U_{и.п}/R_0) R_x.$$

Коррекция показаний омметра при изменении напряжения питания $U_{и.и}$ осуществляется измеиением сопротивления образцового резистора R_0. Переключение пределов измерения может осуществляться ступенчатым переключением иоминальных значений $U_{и.и}$ или R_0.

Омметр с равномерной шкалой (рис. 10.19). Последовательно с источником питания $U_{и.п}$ включены образцовый R_0 и измеряемый R_x резисторы. Если с помощью измерителя PA с включенным последовательно установочным резистором R_y измерить падения напряжений U_0 и U_x соответственно на образцовом R_0 и измеряемом R_x резисторах, то искомое сопротивление $R_x = R_0 U_x/U_0$.

Следовательно, R_x линейно зависит от сопротивления резистора R_0 и отиошения U_x/U_0. Чтобы ускорить получение искомой величины R_x, можно установить переключатель в положение «Калибровка» и регулировкой резистора R_y добиться отклонения стрелки измерителя PA иа всю шкалу: конечную отметку шкалы обозначить единицей. Остальные деления шкалы при этом будут соответствовать долям от сопротивления резистора R_0. Теперь для измерения R_x достаточно переключатель SA поставить в положение «Измерение» и определить, какую долю от R_0 составляет R_x. Если при установке переключателя SA в положение «Измерение» стрелка прибора уйдет за шкалу, то следует подобрать образцовый резистор R_0 с большим сопротивлением и повторить операции измерения. Если омметр многопредельный, то вместо одного образцового резистора R_0 берут несколько переключаемых резисторов (по числу пределов измерения), которые для удобства выбирают из ряда 1, 10, 100 и т.д. Общее сопротивление измерителя PA и резистора R_y должно быть много больше сопротивления резисторов R_x и R_0.

Омметр с линейной шкалой можно построить, используя свойство транзистора, включениого по схеме ОБ: коллекторный ток такого транзистора практически не зависит от коллекториой нагрузки и напряжения на коллекторе. Если испытываемый резистор R_x включить в цепь коллектора транзистора (рис. 10.23), то показание вольтметра PV, подключаемого к резистору, окажется прямо пропорциональным сопротивлению этого резистора и шкалу вольтметра можно градуировать в единицах сопротивления. Она будет практически линейной.

Мостовые методы. Эти методы позволяют осуществлять наиболее точные измерения сопротивлений. Три плеча моста (рис. 10.20) образуют образцовые комплексные сопротивления Z_1, Z_2, Z_3 (конденсаторы, катушки индуктивности), а четвертое – измеряемое сопротивление Z_x. Баланса добиваются изменением одного или несколь-

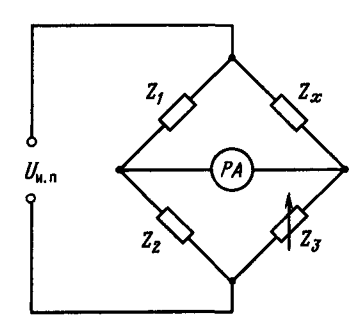


Рис. 10.20

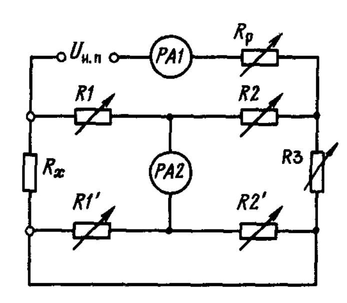


Рис. 10.21

ких образцовых сопротивлений. При измерении сопротивлений постоянному току мост питается постоянным напряжением $U_{и.п}$, в качестве индикатора баланса используется гальванометр магнитоэлектрической системы, а плечи моста образуются резисторами. При этом $R_x = R_1 R_3/R_2$.

При питании моста переменным напряжением индикатором баланса могут служить головной телефон или милливольтметр переменного тока.

Для измерения сопротивлений $R_x < 1$ Ом на постоянном токе применяют двойной мост (рис. 10.21). Баланс моста получают изменением сопротивлений образцовых резисторов R1, R'1, R2, R'2 и R3. При точном выполнении условий R1 = R'1 и R2 = R'2 сопротивление резистора $R_x = (R1/R2)\,R3$.

Для повышения чувствительности мост питают от мощного источника тока (обычно аккумулятора). Рабочий ток контролируют амперметром.

Измерение сопротивлений методом вольтметра (рис. 10.22). Для определения сопротивления резистора R_x вольтметром измеряют падения напряжений U_0 и U_x на образцовом R_0 и измеряемом R_x резисторах. Тогда $R_x = (U_x/U_0)\,R_0$.

Необходимое напряжение источника питания вычисляют по закону Ома с учетом сопротивления резистора R_0, предела измерения вольтметра и предполагаемого сопротивления резистора R_x. Точность измерения зависит от класса точности вольтметра и образцового резистора. Необходимо соблюдение условий $R_{вх} >> R_0$; $R_{вх} >> R_x$, так как погрешность измерения уменьшается с увеличением входного сопротивления вольтметра $R_{вх}$.

Электромеханические цифровые омметры. Их выполняют в виде автоматических мостов либо цифровых вольтметров с автоматически перестраиваемой цепочкой образцовых резисторов. Большим быстродействием обладают электронные омметры, использующие времяимпульсные методы. Цифровые вольтметры и омметры имеют много общих схемных узлов, что позволяет создавать комбинированные цифровые приборы – вольтомметры.

Основные характеристики некоторых омметров промышленного производства даны в табл. 10.12.

Таблица 10.12. **Омметры**

Тип	Диапазон измерений	Основная погрешность, %
M127	0...2 МОм	± 1,5
M372	0,1...50 Ом	± 1,5
M503	200 Ом...100 МОм	± 1,0
E6-5	1 Ом...9 999 кОм	± 1%, ± 1 ед. сч.
E6-15	0,0001...100 Ом	± 1,5
E6-16	2 Ом...200 МОм	± 1,5
ЕК6-1	30 МОм...1 000 тОм	± 10,0

Радиолюбительские конструкции измерителей сопротивлений

Омметры, выполненные по схемам, изображенным на рис. 10.16, 10.17, обычно используются в составе комбинированных измерительных приборов, например ампервольтомметров. Популярностью у радиолюбителей пользуются простейшие мостовые измерители и омметры с равномерной шкалой.

Транзисторный омметр с линейной шкалой (рис. 10.23). Принцип работы омметра основан на независимости тока коллектора транзистора, включенного по схеме ОБ, от сопротивления коллекторной цепи. При параметрах компонентов, указанных на схеме, прибор позволяет измерять сопротивления в пределах от 0 до 25 кОм. Расширение пределов измерения возможно при изменении напряжения $U_{БЭ}$, сопротивления резистора R1, напряжения источника питания или применении более чувствительного вольтметра PV (например, электронного вольтметра по схеме на рис. 10.15).

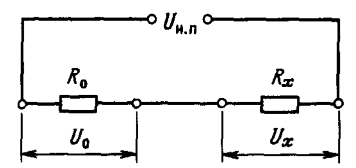


Рис. 10.22

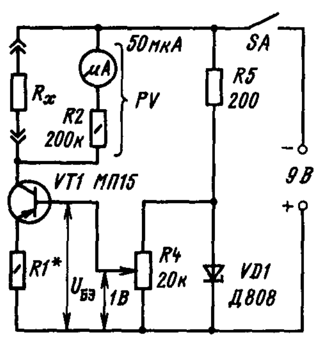


Рис. 10.23

Методы измерения емкостей и индуктивностей

Мостовой метод измерения емкости и индуктивности (см. рис. 10.20) применяют для измерения емкостей от нескольких сотен пикофарад до нескольких десятков микрофарад и больших индуктивностей. При этом определяют сопротивление $Z_x = Z_1 Z_3/Z_2$ и вычисляют измеряемую емкость $C_x \approx 160\,000/(fZ_x)$ или индуктивность (при малом активном сопротивлении обмотки катушки) $L_x \approx 160\,z_x/f$, где z_x – модуль комплексного сопротивления, кОм; f – частота питающего мост напряжения, кГц; C_x – измеряемая емкость, пФ; L_x – измеряемая индуктивность, мГн.

Мост питают переменным напряжением частотой 500...1000 Гц.

Емкости до 5000 пФ и индуктивности до 100 мГн обычно измеряют резонансным или генераторным методом.

Резонансный метод измерения емкости (рис. 10.24). Измеряемый конденсатор C_x подключают параллельно образцовому конденсатору переменной емкости C_0, а к зажимам L_x – катушку индуктивности. Таким образом создается последовательный колебательный контур, который питается от генератора РЧ через емкостной делитель напряжения С1, С2. Необходимые индуктивность катушки L_x или диапазон частот генератора вычисляют по формулам

$$L_x = 25\,300/[(C_0 + C_x + C_{вх\,2} + C_м)\,f^2];$$

$$f_{min} = \sqrt{25\,300/[L_x(C_{0\,max} + C_x + C_{вх\,2} + C_м)]};$$

$$f_{max} = \sqrt{25\,300/[L_x(C_{0\,min} + C_x + C_{вх\,2} + C_м)]},$$

где $C_{0\,max}$ и $C_{0\,min}$ – максимальная и минимальная емкости образцового конденсатора, пФ; C_x – предполагаемая измеряемая емкость, пФ; $C_{вх\,2}$ – входная емкость электронного вольтметра PV2, пФ; $C_м$ – емкость монтажа контура, пФ.

Для уменьшения погрешностей измерения необходимо соблюдать условие $C_2 >> (C_{0\,max} + C_x + C_{вх\,2} + C_м)$.

Возможны две методики измерения.

1. При минимальной емкости образцового конденсатора $C_{0\,min}$ изменяют частоту генератора до получения резонанса контура (показания электронного вольтметра PV2 должны быть максимальны). При этом полная емкость контура

$$C_к = 25\,300/(f^2 L) \text{ и } C_x = C_к - (C_0 + C_{вх\,2} + C_м),$$

где f – частота генератора, при которой наступил резонанс, МГц; L – индуктивность контура, мкГн: $C_к$, C_x, C_0, $C_{вх\,2}$, $C_м$ – емкости, пФ.

2. При максимальной емкости $C_{0\,max}$ и невключенном конденсаторе C_x перестройкой частоты генератора добиваются резонанса. Затем подключают измеряемый конденсатор C_x и, не изменяя частоты генератора, перестройкой емкости конденсатора C_0 снова добиваются резонанса контура. Емкость измеряемого конденсатора $C_x = C_{0\,max} - C_{0\,1}$, где $C_{0\,1}$ – емкость образцового конденсатора C_0 при включенном конденсаторе C_x.

Расширение пределов измерения при этой методике осуществляется параллельным или последовательным подключением к конденсатору C_0 дополнительных образцовых конденсаторов.

Резонансный метод измерения индуктивности. Измеряемую катушку подключают к зажимам L_x (рис. 10.24).

Возможны две методики измерения.

1. При произвольной емкости конденсатора C_0 перестройкой частоты генератора добиваются резонанса контура и вычисляют индуктивность катушки по формуле

$$L_x = 25\,300/[(C_0 + C_{вх\,2} + C_м)f^2].$$

2. При некоторой фиксированной частоте генератора f изменяют емкость конденсатора C_0 до наступления резонанса; L_x вычисляют по той же формуле.

Генераторный метод измерения емкости в индуктивности (рис. 10.25). При отключенной измеряемой реактивности (C_x или L_x) подстроечным конденсатором $C_п$ приводят к одному значению частоты генераторов РЧ-1 и РЧ-2. Равенство частот определяют по нулевым биениям. В качестве индикатора нулевых биений могут быть использованы головные телефоны.

Измеряемый конденсатор C_x подключают параллельно конденсатору С2 колебательного контура генератора РЧ-2. Затем емкость конденсатора С1 изменяют на значение ΔC_1 до получения нулевых биений. Если L1 = L2, то $C_X = \Delta C_1$.

Для измерения индуктивности после подготовки прибора к работе перемычку снимают и подключают измеряемую катушку L_x. Затем увеличением емкости конденсатора С1 на значение ΔC_1 снова добиваются нулевых биений. Так как при этом $L_x = (L_1/C_2)\Delta C_1$, значения L_x можно отсчитывать по шкале конденсатора С1.

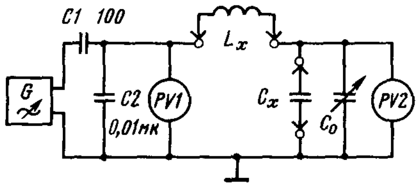


Рис. 10.24

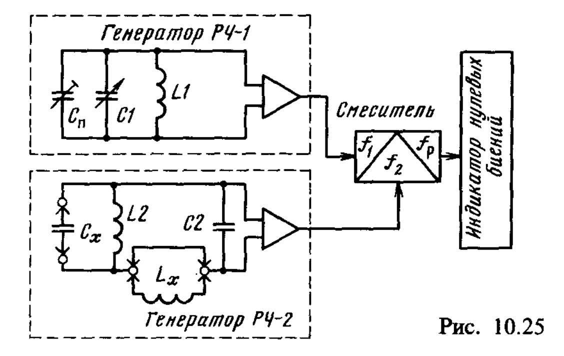


Рис. 10.25

Измерение емкости электролитических конденсаторов. Измерение производят низкочастотным измерителем емкостей (например, мостом типа Е12-2). Электролитический конденсатор C_x подключают к измерителю емкости по схеме, изображенной на рис. 10.26. Разделительный конденсатор C_p (бумажный или металлобумажный) должен иметь большие емкость и сопротивление постоянному току. Для уменьшения погрешности измерения нужно, чтобы выполнялись условия $C_p \geqslant 0{,}1\,C_x$; $R_1 \geqslant 3200/(f\,C_x)$; $U_{C\,ном} > (U + U_{mп})$, где R_1 – сопротивление развязывающего резистора, кОм; f – частота напряжения, возникающего на измеряемом конденсаторе C_x при подключении его к измерителю емкости, Гц; C_x – емкость измеряемого конденсатора, мкФ; $U_{C\,ном}$ – номинальное напряжение электролитического конденсатора, В; $U_{mп}$ – амплитуда переменной составляющей напряжения на измеряемом конденсаторе, В.

Измеряемая емкость $C_x = C_p C_и/(C_p - C_и)$, где $C_и$ – показание измерителя емкости.

Емкость электролитического конденсатора может быть измерена косвенно и с помощью вольтметра переменного тока, если электролитический конденсатор включить в цепь пульсирующего тока (рис. 10.27). Поскольку для переменной составляющей пульсирующего тока конденсатор C_x имеет емкостное сопротивление $X_c = 1/(\omega\,C_x)$, шкала вольтметра (при фиксированной амплитуде напряжения $U_{\sim}$, питающего цепь конденсатора C_x) может быть градуирована в единицах емкости. В качестве источника напряжения $U_{\sim}$ может быть использована промышленная сеть (см. рис. 10.31).

Основные технические характеристики приборов для измерения индуктивностей и емкостей приведены в табл. 10.13.

Таблица 10.13. **Приборы для измерения индуктивностей и емкостей**

Тип	Диапазон измерений	Основная погрешность
Е3-3	L: 0,01 ... 1000 Гн	± 3%
Е7-4	L: 10 мкГ ... 100 Гн	± 3%
	С: 10 пФ ... 100 мкФ	± 3%
Е7-5А	L: 0,05 мкГ ... 100 мГн	± 2,5%
	С: 1 ... 5000 пФ	± 5%
Е8-5	С: 10 пФ ... 10 мкФ	± (0,001 + 0,5 пФ + + 1 ед. сч.)
		± (0,002 + 1 ед. сч.)

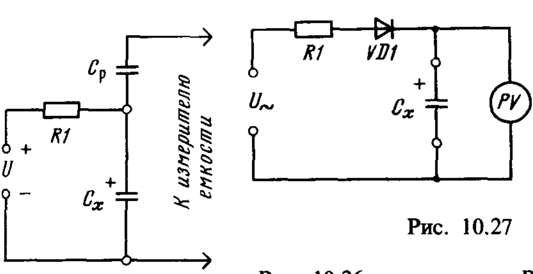


Рис. 10.26

Рис. 10.27

Среди радиолюбителей значительной популярностью пользуются измерители L и С мостового типа с простейшими индикаторами баланса – головными телефонами.

Цифровой измеритель сопротивлений и емкостей

Упрощенная структурная схема такого измерителя приведена на рис. 10.28, а временные диаграммы напряжений в его характерных точках даны на рис. 10.29. Принцип действия прибора основан на измерении временного интервала, равного постоянной времени цепи разрядки конденсатора через резистор, электронно-счетным методом. При измерении R_x берут образцовый конденсатор $C_{обр}$. Поскольку постоянная времени цепи разрядки конденсатора τ есть интервал времени, по истечении которого напряжение на конденсаторе изменяется в e раз, то интервал $\Delta t = \tau = R_x C_{обр}$ (рис. 10.29) формируется с помощью сравнивающего устройства СУ, на входы которого подаются напряжение с разряжающегося конденсатора $u_1 = U_0 e^{-(t - t_0)/\tau}$ (здесь t_0 – время начала разрядки; t – текущее время) и по-

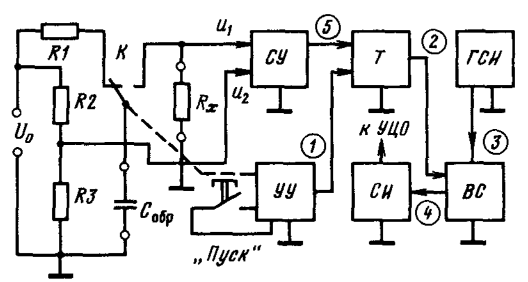


Рис. 10.28

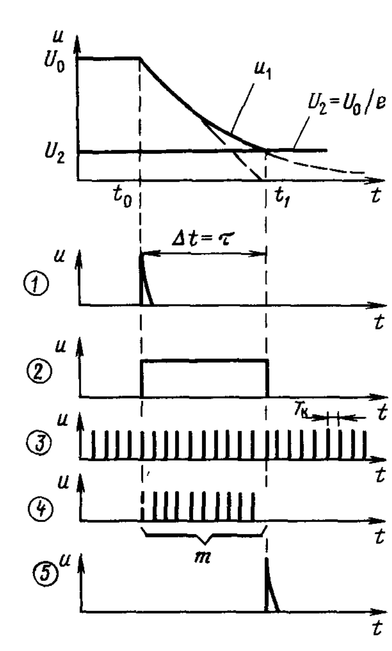


Рис. 10.29

стоянное напряжение $U_2 = U_0/e$, снимаемое с прецизионного делителя напряжения R2, R3.

Перед началом измерения конденсатор $C_{обр}$ контактами реле K (это может быть электронное реле) подключается к источнику напряжения U_0 и полностью заряжается до этого напряжения (рис. 10.28, 10.29). При нажатии кнопки «Пуск» управляющее устройство УУ переключает контакты реле K, благодаря чему начинается разрядка конденсатора $C_{обр}$ через резистор R_x. Одновременно с началом разрядки конденсатора (момент t_0) управляющее устройство выдает импульс (рис. 10.29, 1), которым триггер Т переводится в состояние 1 (рис. 10.29, 2). При этом открывается временной селектор ВС и на вход электронного счетчика СИ от генератора счетных импульсов ГСИ начинают поступать импульсы для счета (рис. 10.29, 3, 4). В момент t_1 напряжение u_1 на конденсаторе станет равным напряжению U_2 и сравнивающее устройство выдаст импульс (рис. 10.29, 5), которым триггер переведется в состояние 0. Счет импульсов прекратится (рис. 10.29, 2, 4).

За время $\Delta t = t_1 - t_0 = \tau$ счетчик подсчитал m импульсов, следовавших с периодом $T_к$ (рис. 10.29, 3). Так как при $u_1 = U_2$ $\Delta t = \tau = R_x C_{обр} = mT_к$ (с погрешностью $\pm T_к$), то $R_x = m(T_к/C_{обр}) = k_R m$.

Для удобства отсчета целесообразно выбирать параметры $T_к$ и $C_{обр}$ таким образом, чтобы выполнялось равенство $k_R = 10^n$ Ом/импульс, где $n = 0, \pm 1, \pm 2; \pm 3$.

Рассмотренный прибор позволяет измерять и емкость конденсаторов. Для этого следует взять образцовый резистор $R_{обр}$ и подключить его к зажимам R_x, а измеряемый конденсатор C_x – к зажимам $C_{обр}$. Работа прибора при измерении C_x аналогична описанной. При этом $C_x = m(T_к/R_{обр}) = k_c m$.

При правильном выборе параметров элементов и узлов прибор может измерять R и C с погрешностями в доли процента.

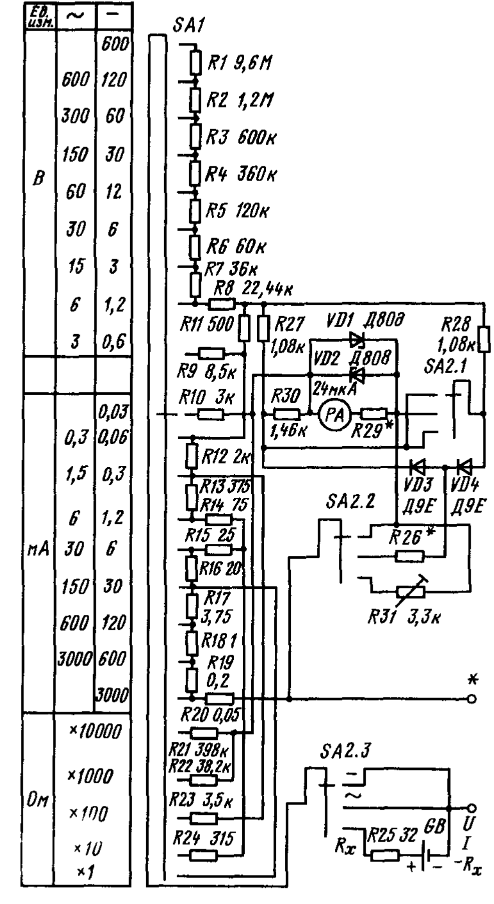


Рис. 10.30

10.4. КОМБИНИРОВАННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Электромеханические ампервольтомметры

В большинстве электромеханических вольтметров, амперметров и омметров применяются высокочувствительные измерители магнитоэлектрической системы. Поэтому целесообразно использовать один такой измеритель в единой конструкции для измерения напряжений, токов и сопротивлений. Такие комбинированные приборы получили название ампервольтомметров (табл. 10.14). Часто их называют также авометрами, тестерами или мультиметрами.

На рис. 10.30 в качестве примера приведена схема авометра типа Ц4325; его измеритель имеет ток предельного отклонения 24 мкА. Стабилитроны VD1 и VD2 предохраняют измеритель от перегрузок.

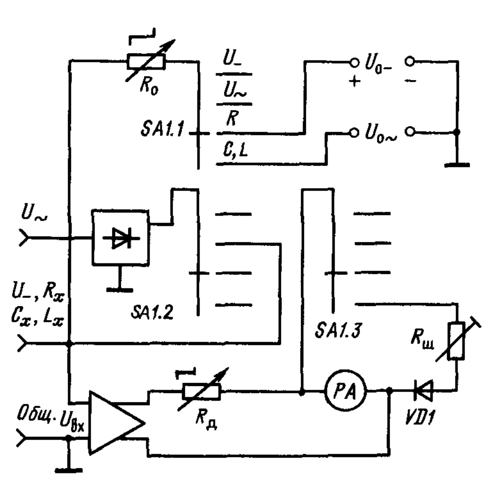


Рис. 10.31

Таблица 10.14. **Ампервольтомметры**

Характеристика	Тип					
	Ц56	Ц57	Ц430	Ц4312	Ц4325	Ц4341
Напряжение постоянное $U_=$, В	0,075; 03; 1,5; 5; 15; 60; 150; 300; 600	0,075; 3; 7,5; 15; 30; 150; 300; 600	0,75; 3; 6; 15; 60; 150; 300; 600	0,075; 0,3; 7,5; 30; 60; 150; 300; 1600; 900	0,6; 1,2; 3,6; 12; 30; 60; 120; 600	0,3; 1,5; 6; 30; 60; 150; 300; 900
Напряжение переменное $U_\sim$, В	0,3; 1,5; 7; 15; 60 150	3; 7,5; 15; 30; 150; 300; 600	3; 6; 15; 60; 150; 300; 600	0,3; 1,5; 7,5; 30; 60; 150; 300; 600 900	3; 6; 15; 30; 60; 150; 300; 600	1,5; 7,5; 30; 150; 300; 750
Ток постоянный $I_=$, мА	0,3; 1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	0,15; 3; 15; 60 300; 1500	–	0,3; 1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	0,03; 0,6; 0,3; 1,2; 6; 30; 20; 600; 3000	0,06; 0,6; 6; 60; 600
Ток переменный $I_\sim$, мА	1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	3; 15; 60; 300; 1500	–	1,5; 6; 15; 60; 150; 600; 1500; 6000	0,3; 1,5; 6; 30; 150; 600; 3000	0,3; 3; 30; 300
Сопротивление постоянному току, МОм	3; 30; 300; 3000	3; 30; 300; 3000	3; 30; 300; 3000	0,2; 3; 30; 300; 3000	0,5; 5; 50; 500; 5000	0,5; 5; 50; 500 5000
$I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$, мкА	–	–	–	–	–	60
$h_{21Э}$	–	–	–	–	–	70...350
Емкость, мкФ	–	0,3	–	–	–	1
Рабочая область частот, Гц	45... 10 000	45... 10 000	60... 10 000	45... 10 000	45... 20 000	45... 15 000
Основная приведенная погрешность, %, при измерении:						
$U_=$	± 1	± 1,5	± 2,5	± 1	± 2,5	± 2,5
$U_\sim$	± 1,5	± 2,5	± 2,5	± 1,5	± 4	± 4
$I_=$, $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$	± 1	± 1,5	–	± 1	± 2,5	± 2,5
$I_\sim$	± 1,5	± 2,5	–	± 1,5	± 4	± 4
$R_=$	± 1	± 1,5	± 2,5	± 1	± 2,5	± 2,5
$h_{21Э}$	–	–	–	–	–	± 5
Входное сопротивление, кОм/В, при измерении:						
$U_=$	3,3	6,7	8	0,67	20	20
$U_\sim$	–	–	–	0,67	4	2

Радиотестеры

Электронные вольтметры и омметры имеют общий узел – УПТ (см. рис. 10.6, 10.17), поэтому экономически выгодно строить комбинированные электронные приборы – вольтомметры. На базе вольтметра с УПТ может быть также создан комбинированный прибор (радиотестер) для измерения напряжений, сопротивлений, емкостей и индуктивностей. Рассмотрим радиотестер ВК7-3, схема которого представлена на рис. 10.31. При измерении сопротивлений здесь используется цепь, подобная изображенной на рис. 10.17,*б*. Аналогичная цепь применена и при измерении емкостей и индуктивностей, но при этом цепь образцовый резистор R_0 – измеряе-

мая реактивность (C_x или L_x) питается переменным напряжением от силового трансформатора прибора.

Напряжение на измеряемой реактивности пропорционально модулю комплексного сопротивления этой реактивности:

$$U_{вх} = [U_{0\sim}/(R_0 + z_x)]\, z_x.$$

Следовательно, шкалы измерителя магнитоэлектрической системы PA можно проградуировать (по образцовым конденсаторам и катушкам) в единицах измерения C и L.

При активном сопротивлении обмотки катушки, соизмеримом с ее реактивным сопротивлением, измеряемая индуктивность более точно может быть вычислена по формуле

$$L_x = \sqrt{\left(\frac{U_{вх}}{U_{0\sim} - U_{вх}}\,\frac{R_0}{2\pi f}\right)^2 - \left(\frac{R_x}{2\pi f}\right)^2}.$$

Характеристики некоторых комбинированных электронных измерительных приборов промышленного производства приведены в табл. 10.15.

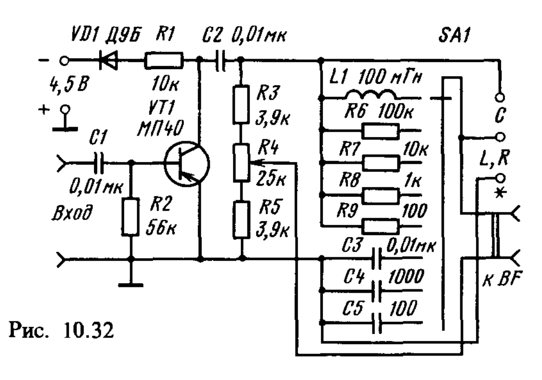


Рис. 10.32

ность измерения не превышает ± 20%. Балансировка моста осуществляется потенциометром R4, снабженным шкалой. Искомое значение равно произведению показания по шкале потенциометра R4 на номинал образцового элемента плеча моста. В цепь питания моста включен усилитель, выполненный на транзисторе VT1. Он

Таблица 10.15. **Комбинированные электронные приборы (радиотестеры)**

Тип	Диапазон измерений	Погрешность измерения, %*	Рабочая область частот	$R_{вх}$	$C_{вх}$
ВК2-17	$U_=$: 1 мВ ... 1000 В	± (0,15 + 0,05 $U_{пред}/U_x$)	Постоянный	0,18 ... 10,05 МОм	–
	R: 10 Ом ... 2 МОм	± (0,2 + 0,05 $R_{пред}/R_x$)	ток		
В7-15	$U_=$: 30 мВ ... 1 кВ	± 2,5	То же	15 МОм	–
	$U_\sim$: 200 мВ ... 1 кВ	± (2,5 ... 10,0)	20 Гц ... 700 МГц	3 МОм ... 50 кОм	4 ... 1,8 пФ
	R: 10 Ом ... 1000 МОм	± 2,5; ± 4,0	Постоянный ток	–	–
В7-16	$U_=$: 1 ... 1000 В	± (0,05 + 0,05 $U_{пред}/U_x$)	То же	10 МОм	–
	$U_\sim$: 1 ... 1 000 В	± (0,5 + 0,02 $U_{пред}/U_x$)	20 Гц ... 100 кГц	1 МОм	–
	R: 1 кОм ... 10 МОм	± (0,2 + 0,02 $R_{пред}/P_x$)	Постоянный ток	–	–
В7-17	$U_=$: 3 мВ ... 300 В	± (2,5 ... 4)	То же	30 МОм	–
	$U_\sim$: 200 мВ ... 300 В	± (4 ... 25)	20 Гц ... 100 МГц	75 кОм ... 5 МОм	20 пФ; 1,5 пФ
	R: 10 Ом ... 1 000 МОм	± 2,5	Постоянный ток	–	–

* U_x, R_x – значения измеряемой величины; $U_{пред}$, $R_{пред}$ – конечные значения диапазона показаний.

Измеритель RLC «Спутник радиолюбителя»

В комплект измерительных приборов «Спутник радиолюбителя» входят измеритель RLC, звуковой генератор и блок питания. Габаритные размеры каждого блока комплекта – 220 × 140 × × 110 мм. Схемные решения блоков весьма просты, и приборы легко могут быть повторены радиолюбителями.

Измеритель RLC собран по мостовой схеме (рис. 10.32) и питается от внешнего источника (генератора) напряжением 0,5 ... 0,7 В, частотой 1,5 кГц. Он позволяет измерять индуктивности от 20 до 500 мГн, емкости от 20 пФ до 0,05 мкФ и сопротивления от 20 Ом до 500 кОм. Погрешность измерения не превышает ± 20%.

повышает чувствительность измерителя и уменьшает воздействие моста на внешний генератор, подключаемый к гнездам «Вход».

При изготовлении прибора сопротивления резисторов, емкости конденсаторов и индуктивность катушки не должны отличаться от номиналов, указанных на схеме, более чем на ± 5%.

10.5. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Проверка диодов

Испытание диодов сводится к проверке их на обрыв и к измерению прямых $I_{пр}$ и обрат-

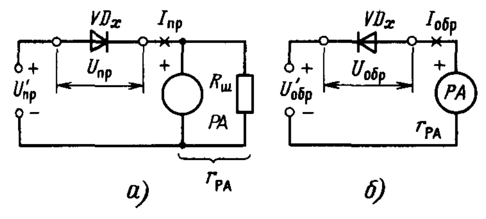


Рис. 10.33

ных $I_{обр}$ токов по схемам, приведенным на рис. 10.33. Результаты измерений зависят от приложенных к диодам напряжений (см. соответствующие таблицы § 11.4). При выборе микроамперметра и шунтирующего резистора $R_ш$ исходят из того, что для большинства универсальных диодов $U_{пр} = 1...2$ В, $I_{пр}$ может быть от единиц до сотен миллиампер, а $I_{обр}$ – от долей до нескольких сотен микроампер. Для выпрямительных диодов $U_{пр} = 0{,}5...1$ В, $I_{пр}$ достигает нескольких сотен миллиампер, а $I_{обр}$ – нескольких микроампер.

Для уменьшения погрешности измерения прямого и обратного токов необходимо выполнение условий

$$U'_{пр} = U_{пр} + I_{пр} r_{PA}; \; U'_{обр} = U_{обр} + I_{обр} r_{PA},$$

где r_{PA} – сопротивление измерителя тока.

Измерение параметров биполярных транзисторов

При проверке биполярных транзисторов радиолюбители обычно ограничиваются измерением обратного тока коллектора $I_{КБО}$ (схема измерения приведена на рис. 10.34,*а*) или обратного тока коллектор–эмиттер $I_{КЭО}$ либо $I_{КЭR}$ (рис. 10.34,*б*) и одного из коэффициентов передачи тока.

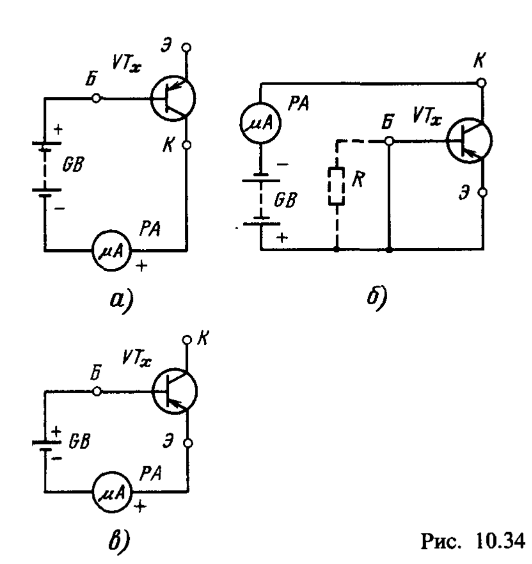


Рис. 10.34

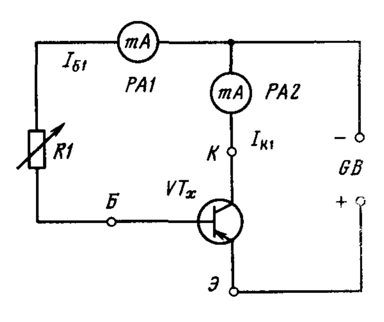


Рис. 10.35

При измерении $I_{КЭR}$ между эмиттером и базой транзистора включают резистор R, если это предусмотрено условиями измерения. Полезно измерять обратный ток эмиттера $I_{ЭБО}$ (рис. 10.34, *в*). Однако при такой проверке высокочастотных и других транзисторов с диффузионным эмиттерным переходом необходимо проявлять особую осторожность: даже небольшое превышение напряжения на этом переходе над допустимым может привести к выходу транзистора из строя. Режимы измерения упоминаемых параметров транзисторов приведены в таблицах § 11.5.

Коэффициент передачи тока транзистора в режиме малого сигнала $h_{21э}$ можно измерять с помощью устройства, выполненного по схеме на рис. 10.35. Для этого, изменяя сопротивление резистора R1, устанавливают указанный в соответствующей таблице § 11.5 ток $I_{К1}$ и записывают значение тока $I_{Б1}$. Затем с помощью резистора R1 несколько увеличивают эти токи, записывают их новые значения $I_{К2}$, $I_{Б2}$ и вычисляют коэффициент передачи тока по формуле

$$h_{21э} = (I_{К2} - I_{К1})/(I_{Б2} - I_{Б1}).$$

Для уменьшения погрешности измерения нужно брать источник тока с малым внутренним сопротивлением.

Статический коэффициент передачи тока

$$h_{21э} = (I_К - I_{КБО})/(I_Б + I_{КБО}) \approx I_К/I_Б,$$

так как обычно $I_{КБО} << I_К$, $I_{КБО} << I_Б$.

Статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$ можно измерить с помощью устройства по схеме на рис. 10.36, где $R_1 >> r_{бэ}$ и $R_2 >> r_{бэ}$ ($r_{бэ}$ – сопротивление участка база–эмиттер транзистора). Так как $I_Б \approx U_{GB}/R_2 = const$, то $h_{21э} \approx (R_2/U_{GB}) I_К = K I_К$, где K – постоянный множитель; U_{GB} – напряжение источника питания.

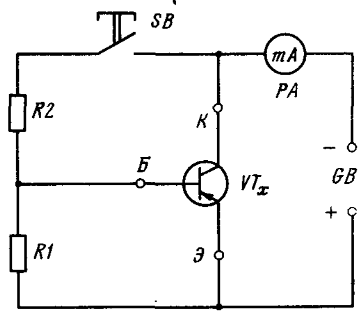


Рис. 10.36

Резистор R2 должен иметь сопротивление

$$R_2 = h_{21\,Э\,пр}\, U_{GB}/I_{PA},$$

где I_{PA} – ток предельного отклонения миллиамперметра; $h_{21\,Э\,пр}$ – рассчитываемый предел измерения статического коэффициента передачи тока.

Приборами трудно определить y- и z-параметры транзисторов. Однако для расчета электронных схем часто удобнее применять именно эти, особенно y-параметры. Наиболее просто аппаратурно измерить h-параметры транзисторов (о чем речь шла ранее), а затем, при необходимости, y- и z-параметры могут быть вычислены через h-параметры.

Формулы перехода между системами параметров даны в табл. 10.16, где Δ_i – определитель соответствующей системы параметров.

Таблица 10.16. **Формулы перехода между параметрами транзисторов**

	|z|		|y|		|h|	
|z|	z_{11}	z_{12}	$\frac{y_{22}}{\Delta_y}$	$-\frac{y_{12}}{\Delta_y}$	$\frac{\Delta_h}{h_{22}}$	$\frac{h_{12}}{h_{22}}$
	z_{21}	z_{22}	$-\frac{y_{21}}{\Delta_y}$	$\frac{y_{11}}{\Delta_y}$	$\frac{h_{21}}{h_{22}}$	$\frac{1}{h_{22}}$
|y|	$\frac{z_{22}}{\Delta_z}$	$-\frac{z_{12}}{\Delta_z}$	y_{11}	y_{12}	$\frac{1}{h_{11}}$	$-\frac{h_{12}}{h_{11}}$
	$-\frac{z_{21}}{\Delta_z}$	$\frac{z_{12}}{\Delta_z}$	y_{21}	y_{22}	$\frac{h_{21}}{h_{11}}$	$\frac{\Delta_h}{h_{11}}$
|h|	$\frac{\Delta_z}{z_{22}}$	$\frac{z_{12}}{z_{22}}$	$\frac{1}{y_{11}}$	$-\frac{y_{12}}{y_{11}}$	h_{11}	h_{12}
	$-\frac{z_{21}}{z_{22}}$	$\frac{1}{z_{22}}$	$\frac{y_{21}}{y_{11}}$	$\frac{\Delta_y}{y_{11}}$	h_{21}	h_{22}

Испытатель диодов и биполярных транзисторов (рис. 10.37). Он позволяет измерять $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ и $h_{21Э}$ биполярных транзисторов структуры p-n-p и n-p-n, проверять их «на генерацию» на низкой частоте, а также измерять $I_{пр}$ и $I_{обр}$ диодов (при напряжении 4 В). Прибор также может служить источником напряжения звуковой частоты.

При указанных в системе номиналах элементов можно измерять неуправляемые токи транзисторов $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ и обратные токи диодов до 200 мкА, прямые токи диодов до 20 мА и коэффициент $h_{21Э}$ до 200. Микроамперметр PA прибора имеет $I_{PA} = 200$ мкА, $r_{PA} = 650$ Ом. При другом значении r_{PA} или при необходимости расширить пределы измерения $h_{21Э}$ транзисторов или $I_{пр}$ диодов нужно изменить сопротивление шунтирующего резистора R3.

Магнитопровод трансформатора T1 Ш9 × 10; обмотка I содержит 100 + 20 витков провода ПЭЛ 0,25; обмотка II – 1600 витков провода ПЭЛ 0,08.

Режим проверки устанавливается с помощью переключателя SA3. Положение «=» соответствует режиму постоянного тока (измерение $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ транзисторов и $I_{пр}I_{обр}$ диодов), а положение «~» при замкнутом выключателе SA4 – низкочастотному генераторному режиму.

Испытываемый диод подключают к зажимам Э и К в соответствующей полярности. Для измерения прямого тока диода выключатель SA2 должен быть замкнут, а при измерении обратного тока разомкнут.

Для измерения токов $I_{КБО}$, $I_{ЭБО}$, $I_{КЭR}$ транзистор подключают к прибору в соответствии со схемами, изображенными на рис. 10.34. При испытании транзисторов структуры p-n-p переключатель SA1 (см. рис. 10.37) должен находиться в нижнем (по схеме) положении, а при испытании транзисторов структуры n-p-n – в верхнем.

Статический коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ измеряют при подключении транзистора по схеме на рис. 10.36 при замкнутом переключателе SA2 (см. рис. 10.37). При этом резистор R3 шунтирует микроамперметр, что расширяет его предел измерения до 20 мА. Так как сопротивление резистора R2 = 39 кОм, то для всех испытываемых транзисторов $I_Б \approx 0{,}1$ мА и верхняя пре-

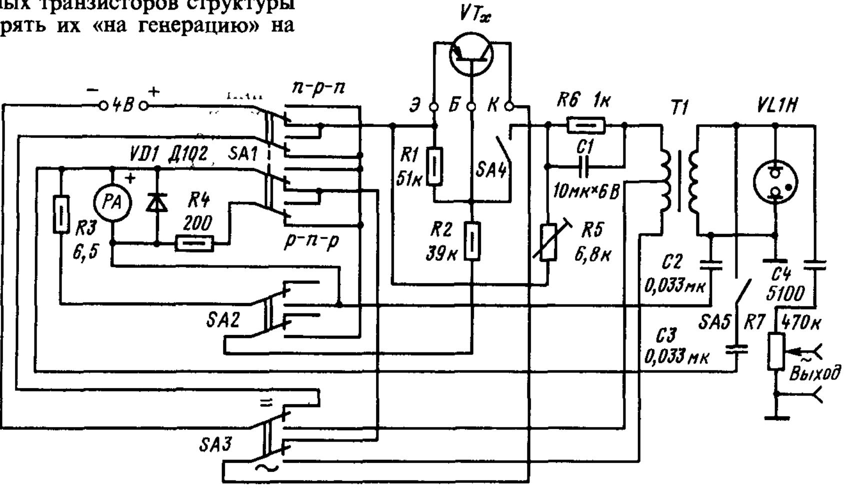


Рис. 10.37

дельная отметка шкалы измерителя соответствует значению $h_{21э} = 200$.

Для испытания транзистора «на генерацию» на низкой частоте переключатель SA3 необходимо поставить в положение «~» и замкнуть выключатель SA4 (переключатель SA2 должен быть разомкнут). При этом образуется генератор ЗЧ с автотрансформаторной связью. Генерации добиваются при малом сопротивлении резистора R5. Индикаторами генерируемого напряжения являются неоновая лампа VL1H и микроамперметр, шунтированный диодом (при замкнутом выключателе SA5). Регулировкой сопротивления резистора R5 можно ориентировочно оценить коллекторный ток транзистора в генераторном режиме и сравнить однотипные транзисторы по этому параметру (бóльшему сопротивлению резистора R5, при котором происходит срыв генерации, соответствует меньший коллекторный ток).

Для получения от прибора напряжения ЗЧ к нему необходимо подключить заведомо исправный транзистор со статическим коэффицентом передачи тока $h_{21э} = 30...40$. При этом на выходе можно получить богатое гармониками напряжение до 30 В (выключатель SA5 разомкнут) или близкое к синусоидальному напряжение до 15 В (выключатель SA5 замкнут).

Измерение параметров полевых транзисторов

Основными параметрами полевых транзисторов, измеряемыми в любительских условиях, являются начальный ток стока $I_{C\ нач}$, напряжение отсечки $U_{ЗИ\ отс}$ и крутизна вольт-амперной характеристики S.

Параметры полевого транзистора с p-n переходом и каналом типа p могут быть определены с помощью установки, схема которой приведена на рис. 10.38. При измерении параметров полевого транзистора с p-n переходом и каналом типа n полярности источников питания GB1, GB2 и измерительных приборов нужно поменять на обратные. Диапазоны показаний измерительных приборов выбираются в соответствии с ожидаемыми токами и напряжениями.

Крутизну характеристики S определяют как отношение изменения тока стока ΔI_C [мА] к вызвавшему его изменению напряжения между затвором и истоком $\Delta U_{ЗИ}$ [В]:

$$S = \Delta I_C/\Delta U_{ЗИ}.$$

Крутизна S зависит от напряжения затвор-исток $U_{ЗИ}$ и имеет максимальное значение S_{max} при $U_{ЗИ} = 0$ (при этом ток стока максимален и равен $I_{C\ нач}$).

Напряжение затвор-исток $U_{ЗИ}$, при котором ток стока достигает наименьшего значения (близкого к нулю), называется напряжением отсечки $U_{ЗИ\ отс}$.

Если известны или измерены значения $I_{C\ нач}$ и $U_{ЗИ\ отс}$, то крутизну S можно также приблизительно оценить по формулам

$$S_{max} \approx (0{,}4 \dots 0{,}5)\, I_{C\ нач} \text{ или}$$

$$S \approx S_{max}\left(1 - \sqrt[3]{U_{ЗИ}/U_{ЗИ\ отс}}\right),$$

где $U_{ЗИ}$, $U_{ЗИ\ отс}$, В; S и S_{max}, mA/B; $I_{C\ нач}$, мА.

Проверка исправности микросхем

Исправность цифровых (логических) микросхем характеризуется соответствием ее динамических и статических параметров паспортным данным.

Динамические параметры цифровых микросхем обычно измеряют при разработке новых типов микросхем, выходном и входном контроле на заводах-потребителях и в некоторых других случаях. В радиолюбительской практике провести такие измерения очень трудно и дорого, поскольку они требуют сложной автоматизированной ИИС с включением в нее измерителей интервалов времени, осциллографов и некоторых других столь же сложных и дорогих приборов. Поэтому радиолюбителю целесообразно при конструировании изделий использовать паспортные динамические параметры микросхемы, включаемой в конструкцию, а о ее годности судить по результатам контроля ее статистических параметров.

Трудности создания унифицированного прибора для проверки исправности статических параметров цифровых микросхем связаны с большим конструктивным и функциональным разнообразием этих схем.

Промышленность выпускает небольшое число типов испытателей цифровых микросхем для определения их исправности в статическом режиме. Неавтоматические испытатели цифровых микросхем обычно содержат: несколько регулируемых источников постоянного тока для запитывания соответствующих цепей проверяемой схемы; поле программирования (своеобразный штепсельный коммутатор), посредством которого осуществляется подача необходимых напряжений (токов) на соответствующие выводы микросхем; источники калиброванных уровней высокого и низкого напряжений (0 и 1); контактные головки с набором стандартных разъемов, обеспечивающих подключение выводов различных типов микросхем к определенным гнездам поля программирования; вольтметр для из-

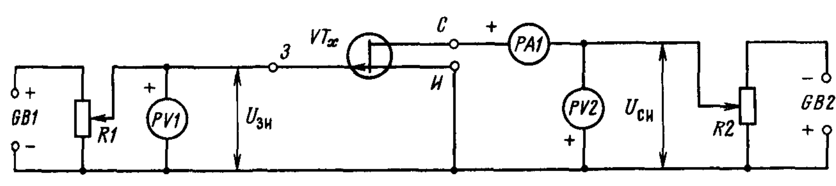


Рис. 10.38

мерения напряжения на выводах микросхем напряжений высокого и низкого уровней (0 и 1); системы переключателей, посредством которых изменяют полярности и значения подводимых к микросхемам напряжений и т. п.

Жесткие программы проверки конкретных типов микросхем (с указанием типов контактных головок, последовательностей замыканий контактов поля программирования, установки и измерения напряжений на электродах микросхем) приводятся обычно в инструкции по применению испытателя микросхем. Если при такой проверке все значения напряжений (токов) оказываются в соответствии с указанными в инструкции, микросхема признается исправной. В противном случае – неисправной.

10.6. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ДЛИНЫ ВОЛНЫ

Методы измерения частоты и длины волны

Конденсаторный метод. Принцип измерения частоты этим методом иллюстрируется рис. 10.39. Конденсатор C периодически подключается переключателем SA к источнику напряжения U и заряжается через него. Разрядка конденсатора происходит через измеритель PA магнитоэлектрической системы. Если переключение конденсатора C осуществлять с измеряемой частотой f_x и обеспечить постоянство напряжений, до которых заряжается (U_1) и разряжается (U_2) конденсатор, то через измеритель будет протекать ток разрядки, среднее значение которого $I_0 = Cf_x(U_1 - U_2)$.

Этот метод использован в конденсаторном частотомере (рис. 10.40), где роль переключателя выполняет транзистор VT1, который в отрицательные полупериоды измеряемого сигнала открыт и подключает один из конденсаторов C2–C5 к батарее. При этом конденсатор заряжается по цепи: плюс батареи – эмиттер – коллектор транзистора – конденсатор – открытый диод VD1 – минус батареи. В течение положительного полупериода сигнала транзистор закрыт и конденсатор разряжается по цепи левая (по схеме) обкладка конденсатора – резистор R3 – измеритель PA – открытый диод VD2 – правая обкладка конденсатора. Так как постоянные времени цепей зарядки и разрядки конденсатора много меньше полупериода исследуемого сигнала, среднее значение тока, протекающего через измеритель, $I_0 = C_{2...5}Uf_x$, где U – напряжение батареи. Следовательно, показания измерителя PA пропорциональны измеряемой частоте и шкала частотомера линейна. Для устранения погрешности, возникающей при изменении уровня входного сигнала, напряжение измеряемой частоты должно быть не менее 0,5 В.

В частотомере применен измеритель с током полного отклонения 50 мкА. Диапазон измеряемых частот 0...100 кГц разбит на поддиапазоны с верхними пределами 0,1; 1; 10; 100 кГц. Для повышения точности измерения необходима предварительная калибровка прибора реостатом R4 на предельных частотах поддиапазонов (с помощью внешнего измерительного генератора), а также использование в приборе конденсаторов с малыми отклонениями номиналов от указанных в схеме.

Гетеродинный метод. Этот метод измерения основан на сравнении измеряемой частоты f_x с точно известной частотой образцового генератора $f_г$. О равенстве частот судят по нулевым биениям, т. е. по пропаданию звука в телефоне-индикаторе или по показаниям вольтметра-индикатора нулевых биений.

В состав гетеродинного частотомера обычно входят перестраиваемый маломощный генератор (гетеродин), смеситель и индикатор нулевых биений. Простой гетеродинный частотомер (рис. 10.41) предназначен для измерения частот от 50 кГц до 30 МГц. Для работы в столь широком диапазоне используются гармоники частоты гетеродина, выполненного на транзисторе VT1. Измеряемый сигнал подается на зажим WA. Роль смесителя выполняет диод VD1. Индикатором нулевых биений служат головные телефоны BF с УЗЧ на транзисторе VT2. По-

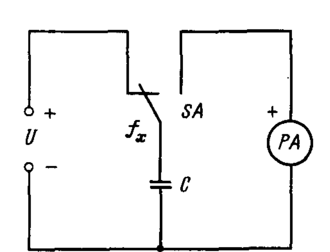


Рис. 10.39

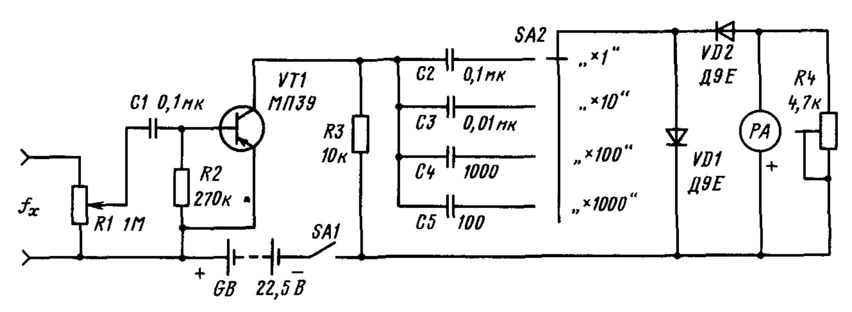


Рис. 10.40

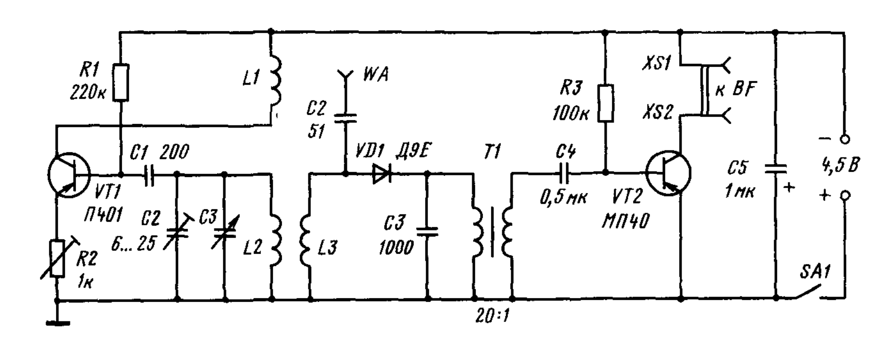


Рис. 10.41

грешность измерения частоты определяется погрешностью градуировки шкалы частот гетеродина и его нестабильностью.

Для определения частоты сигнала, если номер гармоники n неизвестен, нужно добиться нулевых биений измеряемой частоты f_x при двух соседних значениях основных частот $f_{г1}$ и $f_{г2}$ гетеродина. Тогда $f_x = f_{г1}n = f_{г2}(n + 1)$; $n = f_{г2}/(f_{г1} - f_{г2})$.

Следовательно, $f_x = f_{г1}n = f_{г1}f_{г2}/(f_{г1} - f_{г2})$.

Элементы колебательного контура гетеродина рассчитывают по формулам, приведенным в § 1.1.

Резонансный метод. Во всем диапазоне радиочастот для измерения частоты широко используют резонансные свойства электрических цепей.

Резонансные частотомеры (или волномеры) состоят из колебательной цепи, настраиваемой в резонанс на измеряемую частоту f_x, и индикатора резонанса PV (рис. 10.42).

В резонансном волномере к исследуемому источнику сигналов (например, к контуру генератора) приближают катушку индуктивности колебательного контура волномера или соединяют его через конденсатор небольшой емкости C_C. Контур волномера настраивают в резонанс изменением емкости образцового конденсатора C. Момент резонанса определяют по максимальному показанию электронного вольтметра переменного тока PV с большим входным сопротивлением и малой входной емкостью. При известной индуктивности катушки L частота исследуемого источника сигнала $f_x = 159/\sqrt{LC}$, где f_x, МГц; L, мГн; C, пФ.

Прибор обычно снабжают градуировочными графиками $f_x = F(C)$ или таблицами, которые изготавливают при градуировке.

Резонансный волномер диапазона УКВ представлен на рис. 10.43. Индуктивность контура L2 представляет собой кольцо или шлейф из толстого медного провода. Резонансная частота контура определяется размерами кольца и положением ползунка П, а также емкостью конденсатора C1. Диод VD1, ФНЧ (C2C3L3), резистор R1 и микроамперметр магнитоэлектрической системы образуют индикатор резонанса; катушка L1 – виток связи.

Возможны иные конструкции резонансного контура волномера диапазона УКВ. Например, индуктивность контура можно изменять введением в катушку индуктивности диамагнитного сердечника или перестраивать его переменным конденсатором малой емкости при постоянной индуктивности контура.

В диапазоне УКВ для измерения длины волны применяют также двухпроводные и коаксиальные измерительные линии, разомкнутые или короткозамкнутые на одном конце. Энергия сигнала, длина волны которого измеряется, подводится к другому концу линии.

Разомкнутая (или замкнутая) линия характеризуется тем, что в ней устанавливаются стоячие волны напряжений и тока. Расстояние между ближайшими минимумами (или максимумами) напряжения и тока равно полуволне (λ/2) сигнала, подведенного к линии. Места расположения этих минимумов (или максимумов) находят с помощью перемещаемых вдоль линии простейших выпрямительных вольтметров (аналогичных вольтметру, изображенному на рис. 10.43), которые имеют с измерительной линией индуктивную или емкостную связь.

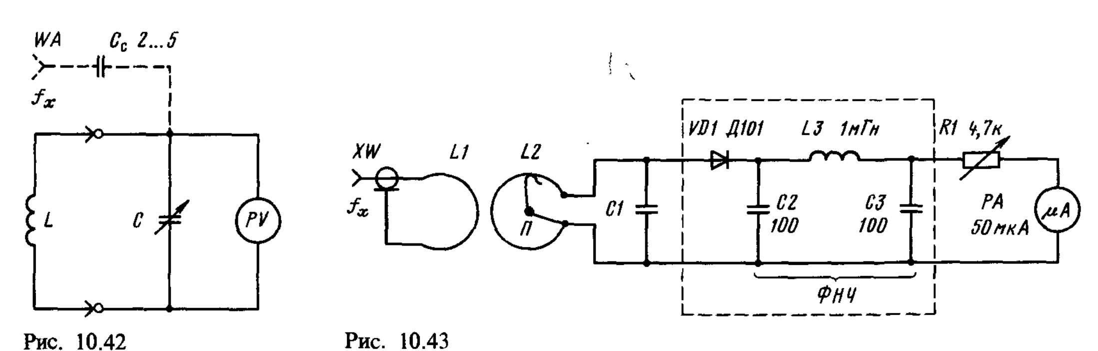


Рис. 10.42

Рис. 10.43

Метод дискретного счета. Приборы, реализующие этот метод – электронно-счетные частотомеры (ЭСЧ), работают по алгоритму $f_x = m/\Delta t_к$, где f_x – значение измеряемой частоты, m – число полных циклов изменения измеряемого сигнала за калиброванный интервал времени $\Delta t_к$.

Структурная схема ЭСЧ дана на рис. 10.44, а временные диаграммы, поясняющие работу прибора при измерении частоты периодического непрерывного сигнала, приведены на рис. 10.45. Измеряемый сигнал 1 подают на вход А. Входное устройство ВУ канала А позволяет изменять уровень измеряемого напряжения. Формирующее устройство ФУ формирует нормированные импульсы 2 при переходе измеряемого напряжения от минуса к плюсу через нуль. Генератор меток времени ГМВ состоит из кварцевого генератора и делителей частоты и предназначен для создания в блоке автоматики БА импульса 3 калиброванной длительности $\Delta t_к$.

За время действия импульса 3 через временный селектор ВС проходят на счетчик импульсов СИ m импульсов. Устройство цифрового отсчета УЦО представляет результат измерения частоты в виде десятеричного числа.

Абсолютная предельная погрешность измерения частоты при этом

$$\Delta_f = \pm(\delta_{кв} f_x + 1/\Delta t_к),$$

где $\delta_{кв}$ – нестабильность частоты кварцевого генератора ГМВ.

При измерении низких частот основной вес в погрешности ЭСЧ имеет погрешность дискретности, равная $\pm(1/\Delta t_к)$ и могущая составлять несколько процентов. Поэтому обычно низкие частоты измеряют ЭСЧ косвенно, через измерение периода сигнала $T_x : f_x = 1/T_x$. С этой целью переключатель SA1 ставят в положение T, а измеряемый сигнал подают на «Вход Б», и блок автоматики формирует импульс временных ворот длительностью T_x. С ГМВ на ФУ канала А поступает высокочастотный сигнал с периодом $\Delta t_к$. Сформированные импульсы с периодом $\Delta t_к$ поступают на СИ во время действия импульса временных ворот длительностью T_x. Очевидно, что $T_x = (m \pm 1)\Delta t_к$ и при большом числе m будет найден с высокой точностью, а следовательно, и частота f_x будет определена весьма точно.

Помимо измерения частоты и периода ЭСЧ позволяет измерять отношение частот, вести подсчет числа импульсов за калиброванный или произвольный отрезок времени. Электронно-счетный частотомер, снабженный аналого-цифровым преобразователем типа напряжение – частота, позволяет измерять и напряжения.

Осциллографические методы измерения частоты изложены в § 10.8.

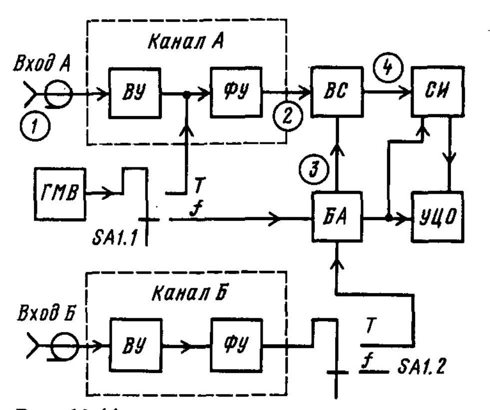


Рис. 10.44

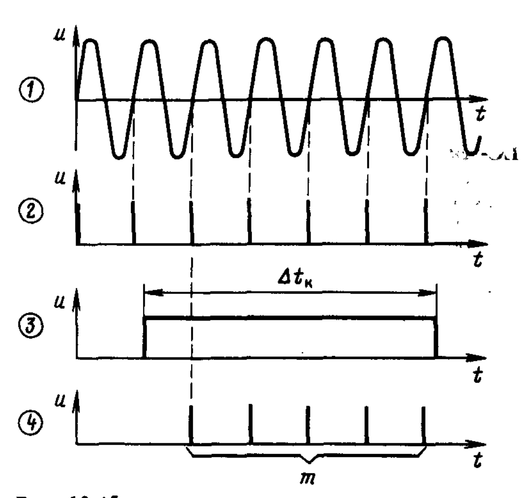


Рис. 10.45

Частотомеры промышленного изготовления

Основные технические характеристики некоторых частотомеров промышленного изготовления приведены в табл. 10.17.

Гетеродинные индикаторы резонанса

Гетеродинные индикаторы резонанса (ГИР) широко применяются в радиолюбительской практике при налаживании радиоприемных и радиопередающих устройств. Их можно использовать как маломощный источник сигналов, частотомер, индикатор напряженности поля, измеритель емкостей и индуктивностей. Основой ГИР является маломощный генератор радиочастот, объединенный конструктивно с чувствительным вольтметром переменного тока или измерителем тока магнитоэлектрической системы. Иногда ГИР входят в сложные комбинированные измерительные приборы.

Схема транзисторного ГИР на диапазон РЧ 4...30 МГц представлена на рис. 10.46. Катушка L1 выполнена на каркасе ∅ 5 мм и содержит 5 + 15 витков, намотанных в один слой проводом ПЭЛ 0,29. Внутрь каркаса введен сердечник М600НН диаметром 2,8 и длиной 12 мм. Конденсатор С2 – двухсекционный, секции соединены

Таблица 10.17. **Частотомеры**

Тип	Диапазон измерений	Погрешность измерения	Чувствительность (напряжение или мощность на входе)	Метод измерения
Ч3-7	10 Гц...500 кГц	± 2%	0,1...300 В	Конденсаторный
Ч3-38	0,1 Гц...50 МГц; 50...200 МГц	$\pm(2\cdot10^{-8}$ + 1 ед. сч.)	1 мВ...10 В	Электронно-счетный
Ч3-41	10 Гц...200 МГц	$\pm(5\cdot10^{-9}$ + 1 ед. сч.)	0,1...20 В	То же
Ч3-57	0,1 Гц...100 МГц	$\pm(2\cdot10^{-8}$ + 1 ед. сч.)	0,1...10 В	«
Ч4-1	0,125...20 МГц	± 400 Гц	1 В	Гетеродинный
Ч4-9	20 МГц...1 ГГц	$\pm 5\cdot10^{-6}$	0,05 В	«
Ч2-1А	0,8...12 МГц	± 0,25%	1 мВт	Резонансный
Ч2-2	40...180 МГц	± 0,5%	0,8 мВт	«

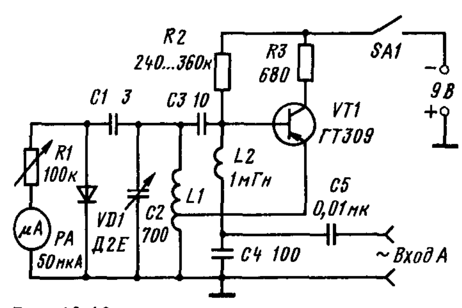


Рис. 10.46

параллельно. Для расширения диапазона измерений можно изготовить несколько сменных катушек индуктивности.

Наличие колебаний в контуре и их относительную амплитуду определяют простейшим вольтметром переменного тока, в который входят диод VD1, микроамперметр µA и резистор R1. Вольтметр подключен к контуру через конденсатор малой емкости C1. Чувствительность вольтметра регулируется переменным резистором R1.

Измерение собственной частоты колебательного контура. Перед началом измерения замыкают цепь питания транзистора и ГИР переводят в режим непрерывной генерации. Катушка ГИР, жестко укрепленная на его корпусе, индуктивно связана с исследуемым контуром. Изменением емкости конденсатора C2 настраивают контур ГИР на резонансную частоту $f_{рез}$. Момент резонанса определяют по резкому уменьшению показаний вольтметра, вызванному отсосом энергии из контура ГИР исследуемым контуром. Для повышения точности измерений связь с контуром ГИР должна быть минимально возможной. Частота собственных колебаний исследуемого контура определяется по шкале отсчетного устройства конденсатора C2.

Измерение индуктивности L_x. Собирают колебательный контур из измеряемой катушки и конденсатора известной емкости C_0. Используя ГИР, определяют собственную частоту колебаний этого контура $f_{рез}$. Искомая индуктивность

$$L_x = 25\,300/(C_0 f^2_{рез}),$$

где L_x, мкГн; C_0, пФ; $f_{рез}$, МГц.

Измерение емкости C_x. Для измерения необходимо иметь катушки с известной индуктивностью L_0. Измерение проводят аналогично измерению L_x, а емкость вычисляют по формуле $C_x = 25\,300/(L_0 f^2_{рез})$.

Гетеродинный индикатор резонанса можно использовать как сигнал-генератор при настройке радиоприемников и телевизоров. Для получения АМ сигналов на «вход А» ГИР следует подать небольшое (примерно 0,5 В) напряжение от звукового генератора или низковольтного источника промышленной частоты.

Гетеродинный индикатор резонанса при выключенном коллекторном напряжении применяют также как резонансный волномер или индикатор электромагнитного поля для налаживания радиопередатчиков или его антенно-фидерных цепей.

10.7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Генераторы звуковых частот

Измерительными генераторами (ИГ) называют устройства, вырабатывающие измерительные электрические сигналы различной частоты, амплитуды и формы. В диапазоне ЗЧ (20 Гц...20 кГц) наибольшее применение находят ИГ синусоидальных сигналов, которые в зависимости от типа задающего генератора подразделяются на LC- и RC-генераторы и генераторы на биениях.

LC-генератор. Он представляет собой самовозбуждающееся устройство с колебательным контуром, состоящим из катушки и конденсатора. Частота собственных колебаний контура f [Гц] определяется индуктивностью L [мкГн] и емкостью C [мкФ]: $f = 159/\sqrt{LC}$.

Для получения сигналов ЗЧ необходимо использовать большие индуктивности и емкости, что затрудняет создание малогабаритного генератора, перестраиваемого в диапазоне частот. Поэтому LC-генераторы обычно выполняют на одну или несколько фиксированных частот, которые устанавливаются переключением конденсаторов контура.

Простой задающий LC-генератор звуковой частоты (рис. 10.47). Частота генератора зависит

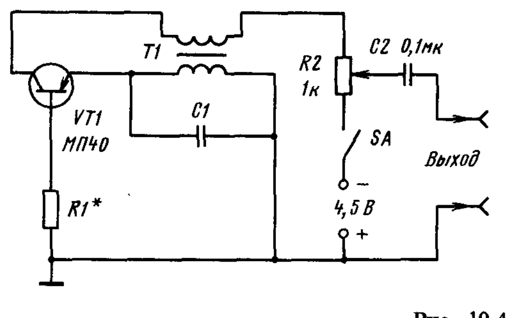


Рис. 10.47

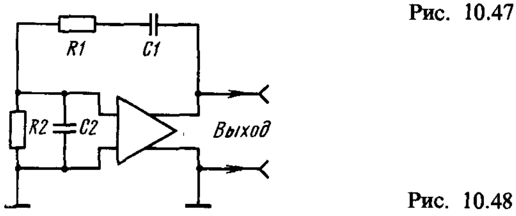


Рис. 10.48

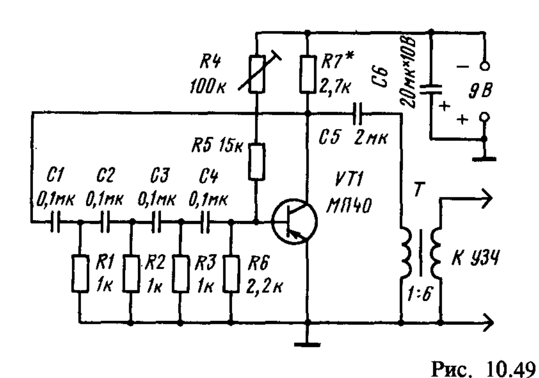


Рис. 10.49

от параметров трансформатора T1 и емкости конденсатора C1. Форма сигнала регулируется подбором сопротивления резистора R1. Переменный резистор R2 выполняет роль регулятора выходного напряжения.

RC-генераторы находят широкое применение, поскольку имеют достаточно хорошую стабильность, небольшой коэффициент гармоник и просты по устройству. Основой RC-генератора является усилитель, охваченный ПОС через фазосдвигающую цепь, обеспечивающую генерацию сигнала синусоидальной формы. Необходимую частоту выходного сигнала устанавливают изменением сопротивлений резисторов или емкостей конденсаторов, входящих в фазосдвигающую цепь.

Генератор с двухкаскадным усилителем (рис. 10.48). Его частота определяется из выражения

$$f = 159/\sqrt{R_1R_2C_1C_2},$$

где f, кГц; R_1, R_2, кОм; C_1, C_2, мкФ.

Если сопротивления резисторов и емкости конденсаторов фазосдвигающей цепи равны между собой, т. е. $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то $f = 159/(RC)$.

В этом случае коэффициент усиления усилителя по напряжению при разомкнутой цепи ПОС должен быть равен 3. Поскольку двухкаскадные резисторно-конденсаторные усилители имеют значительно большее усиление, представляется возможным ввести в такой генератор ООС (автоматически регулируемую), что способствует получению сигналов, более стабильных по амплитуде и лучших по форме.

Однокаскадный RC-генератор. Генератор с параметрами, указанными на рис. 10.49, вырабатывает сигналы частотой 1000 Гц. Изменение частоты в пределах 850...1100 Гц производится подстроечным резистором R4. Резистор R7 подбирают при настройке генератора. Его сопротивление зависит от типа примененного трансформатора T. Усилитель однокаскадного генератора должен иметь коэффициент усиления по напряжению $K \geqslant 19$ при показанной четырехзвенной фазосдвигающей цепи и $K \geqslant 29$ при аналогичной трехзвенной цепи.

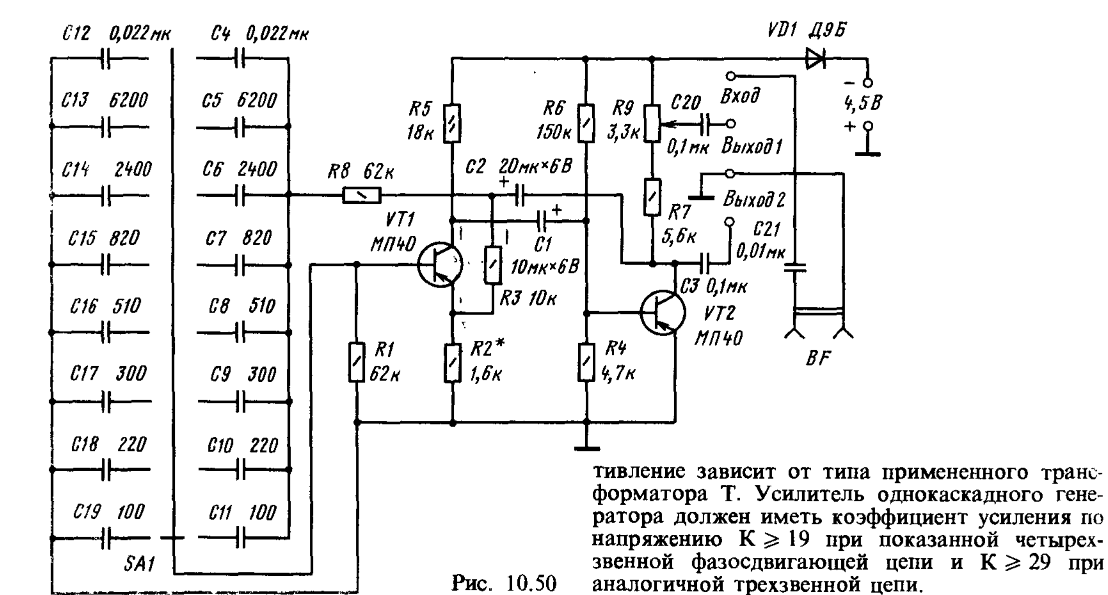


Рис. 10.50

Если $R_1 = R_2 = R_3 = R_6 = R$ и $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$, частота генерируемых сигналов в генераторе с трехзвенной цепью $f \approx 65/(RC)$, а в генераторе с четырехзвенной цепью $f \approx 133/(RC)$, где f, Гц; R, кОм; C, мкФ.

Измерительный генератор комплекта измерительных приборов «Спутник радиолюбителя» (рис. 10.50). Генератор выполнен по схеме, аналогичной рис. 10.46, и дает восемь фиксированных частот: 100, 400 Гц, 1, 3, 5, 8, 10 и 15 кГц с погрешностью, не превышающей ± 20%. Выходные напряжения: регулируемое на зажимах «Выход 1» не более 0,25 В (при нагрузке 3200 Ом); нерегулируемое на зажимах «Выход 2» 0,7 В. Гнезда «Вход» и BF позволяют использовать генератор как пробник при проверке целостности электрических цепей. При необходимости иметь плавную перестройку частоты резисторы R8 и R1 нужно заменить спаренным переменным резистором.

Измерительный ГЗЧ на биениях (рис. 10.51). Сигнал ЗЧ в этом генераторе получают путем выделения смесителем и ФНЧ сигнала разностной частоты двух близких по частоте (около 200 кГц) РЧ генераторов G1 и G2. Основные достоинства генераторов на биениях – хорошая форма сигнала, высокая стабильность частоты и возможность очень тонкой ее перестройки.

Генераторы радиочастот

Измерительные РЧ генераторы являются маломощными источниками незатухающих и модулированных электрических сигналов. Задающие генераторы этих приборов выполняют с колебательными LC контурами. В приборах диапазона УКВ в качестве колебательных контуров применяют отрезки длинных линий (см. § 1.2). Погрешность по частоте измерительных генераторов достигает ± 1...2%.

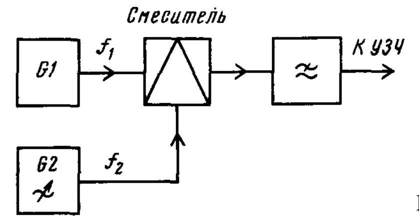


Рис. 10.51

Простой генератор на транзисторах (рис. 10.52). Генератор может работать в режиме незатухающих колебаний (выключатель SA2 разомкнут) или с амплитудной модуляцией (выключатель SA2 замкнут). Частота сигнала РЧ определяется параметрами элементов колебательных контуров, а частота модулирующего напряжения (обычно 400 или 1000 Гц) – параметрами трансформатора T и конденсатора C3.

Генераторы РЧ, стабилизированные кварцами. Они более стабильны по частоте. Частота колебаний таких генераторов в основном определяется параметрами применяемых кварцевых резонаторов. Для получения сетки фиксированных частот нередко используют гармоники основной частоты резонатора. Кварцевые резонаторы широко применяют в кварцевых калибраторах (КК) или в опорных кварцевых генераторах, т. е. в приборах, предназначенных для поверки градуировки радиопередающих и радиоприемных устройств в ряде опорных точек их шкал.

Для поверки и градуировки шкалы частот радиопередатчиков используют метод нулевых биений. При поверке радиоприемников кварцевый калибратор используют как генератор сигналов фиксированной частоты. Если поверяемый приемник не имеет второго, телеграфного гетеродина, о настройке судят по электронно-световому индикатору или предусматривают в калибраторе амплитудную модуляцию РЧ сигналов. Структурная схема кварцевого калибратора дана на рис. 10.53.

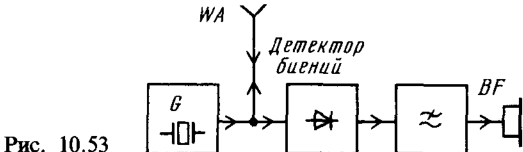


Рис. 10.53

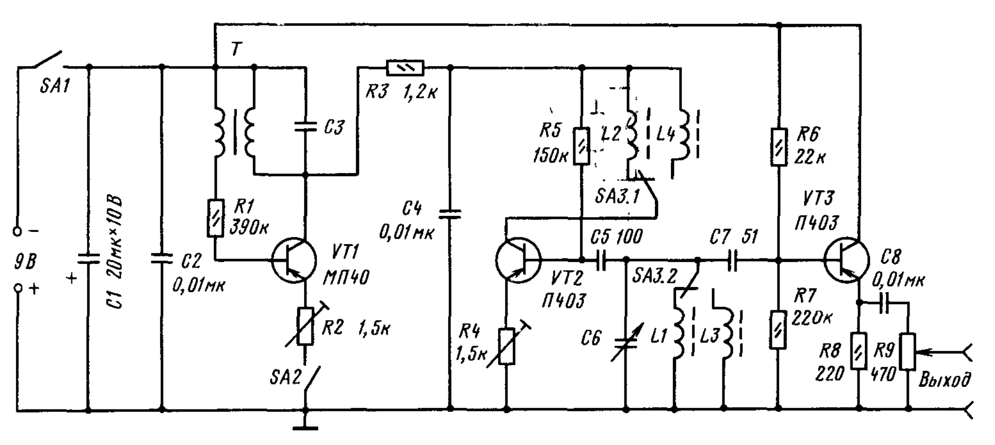


Рис. 10.52

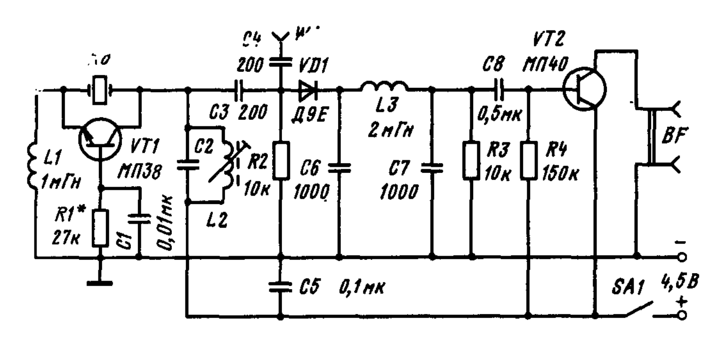


Рис. 10.54

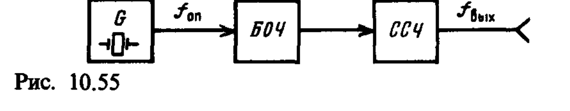


Рис. 10.55

Простой кварцевый калибратор (рис. 10.54). Генератор на транзисторе VT1 с кварцевым резонатором Кв создает колебания частотой 100 кГц. Колебательный контур в цепи коллектора настраивается на эту частоту сердечником катушки L2. Искажение формы колебаний для получения большого числа гармоник (до 60...80) осуществляют подбором сопротивления резистора R1. Роль смесителя выполняет диод VD1. На транзисторе VT2 выполнен усилитель напряжения биений.

Зажим (или коаксиальное гнездо) WA служит для подключения элемента связи калибратора с поверяемым радиопередатчиком или радиоприемником. Для повышения точности измерения связь кварцевого калибратора с поверяемым передатчиком должна быть минимальной.

Основные технические характеристики некоторых измерительных генераторов синусоидальных сигналов и кварцевых калибраторов промышленного изготовления приведены в табл. 10.18.

диосвязи в диапазонах ДВ, СВ и КВ. Они характеризуются малыми погрешностью установки частоты (не хуже 10^{-6}) и ее нестабильностью (примерно $3 \cdot 10^{-7}$ за 15 мин и 10^{-10} за сутки).

Синтез частот основан на получении гармоник и субгармоник высокостабильной частоты опорного сигнала и их последующем преобразовании в большое число сигналов фиксированных частот путем их сложения, вычитания, деления и умножения в электронных узлах синтезатора.

Измерительный синтезатор частот состоит из трех основных узлов (рис. 10.55). Опорный термостатированный кварцевый автогенератор вырабатывает высокостабильный по частоте сигнал $f_{оп}$ (обычно 1 или 5 МГц). Блок опорных частот

Таблица 10.18. **Измерительные генераторы и кварцевые калибраторы**

Тип	Диапазон частот	Среднеквадратическое значение выходного напряжения или мощность	Основная погрешность по частоте	Тип задающего генератора
Г3-104*	20 Гц...40 кГц	1,5 В	$\pm(0{,}01f+2)$ Гц	На биениях
Г3-105**	10 Гц...2 МГц	1 В	$\pm 5\cdot10^{-7}f$	Кварцевый
Г3-106***	20 Гц...200 кГц	5 В	$\pm(0{,}03f+0{,}3)$ Гц	RC
Г4-102	0,1...50 МГц	0,5 В	$\pm(250\cdot10^{-6}f+50)$ Гц	LC
Г4-107	12,5...400 МГц	1 В	$\pm 0{,}01f$	LC
Ч2-5	0,1; 1; 2,5; 10; 100 кГц; 1 МГц	1 В	$\pm 5\cdot10^{-7}f$	Кварцевый
Ч4-1	0,125...20 МГц (0,125 МГц)	–	± 0,02%	Кварцевый калибратор

* Коэффициент гармоник не более 1,5%.
** Коэффициент гармоник не более 2%.
*** Коэффициент гармоник не более 1%.

Синтезаторы частот

Синтезаторы частот (измерительные генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты) находят широкое применение при проведении измерений в магистралях связи с уплотнением каналов, измерении параметров радиоустройств магистральной и однополосной ра(БОЧ) формирует из опорного сигнала ряд сигналов с фиксированными частотами (с такой же относительной нестабильностью частоты, как и у опорного генератора). Система синтеза частот (ССЧ) создает на выходе сигнал с переключаемым значением частоты в заданном диапазоне.

Основным устройством ССЧ является частотная декада, которая обеспечивает установку

частоты выходного сигнала в том или ином десятичном разряде. Частотная декада состоит из элементов, выполняющих соответствующие арифметические действия с частотами сигналов БОЧ, и фильтров с фиксированной или перестраиваемой частотой настройки, позволяющих получать выходной сигнал с малым коэффициентом гармоник.

Синтезаторы частот различаются в основном типом применяемых частотных декад.

Существуют два метода построения частотных декад и соответственно измерительных синтезаторов частот: метод прямого синтеза и метод косвенного синтеза частот.

При прямом синтезе частот каждая частотная декада включает один или несколько смесителей, сочетающихся с делителями частоты на 10 (рис. 10.56). Декады соединяются последовательно. При этом общий коэффициент деления частоты $K_{вых} = 10^N$, где N – количество последовательно соединенных декад. Дискретность установки частоты выходного сигнала синтезатора может быть сделана как угодно малой. Входные сигналы частотных декад переключаются N-канальным электронным переключателем, который может управляться дистанционно или кнопками, устанавливаемыми на передней панели синтезатора частот.

Синтезаторы частот, построенные по методу прямого синтеза, выполняют на диапазон частот, не превышающий обычно 500 МГц.

При методе косвенного синтеза частот частотные декады строятся с использованием систем ФАПЧ, выполняющих роль активного фильтра частот (рис. 10.57). Фильтрующим элементом в системе ФАПЧ является ФНЧ, включаемый в цепь напряжения, управляющего частотой перестраиваемого генератора. Выходом частотной декады является выход генератора, управляемого напряжением (ГУН), значение частоты которого в n раз выше частоты $f_{БОЧ}$, поступающей на импульсный фазовый детектор (ИФД). Напряжение обратной связи поступает на ИФД с выхода делителя частоты с переменным коэффициентом деления в n раз (ДЧПК). Коэффициент деления устанавливается сигналами управления. Варьируя коэффициент деления n, можно получить совокупность значений частоты выходного сигнала синтезатора, называемую сеткой частот. Для расширения частотного диапазона синтезатора и изменения шага дискретизации значений выходной частоты в синтезаторах косвенного синтеза применяют несколько частотных декад с ФАПЧ и несколько смесителей, позволяющих суммировать и вычитать значения частот с выходов определенных частотных декад.

Косвенный синтез позволяет снизить стоимость синтезатора, упрощает его конструкцию и может быть применен для получения сигналов с частотами более 500 кГц. Однако такие синтезаторы требуют большего времени на переключения выходных частот по сравнению с синтезаторами частот, использующими прямой метод синтеза.

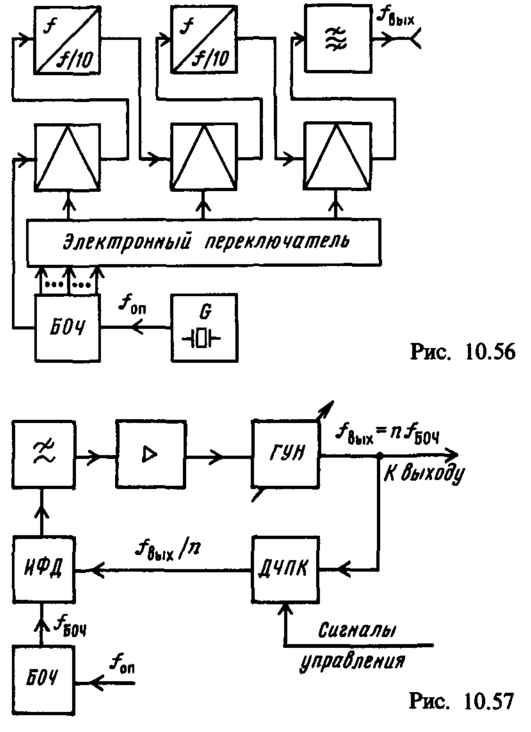


Рис. 10.56

Рис. 10.57

Генераторы полос для настройки телевизоров

Качество работы телевизионного приемника в значительной мере определяется нелинейностью разверток по горизонтали и вертикали. Для определения коэффициента нелинейности разверток может быть использована испытательная таблица ТИТ-0249, которая передается телевизионными передатчиками перед началом работы студий телевидения. Для определения этих коэффициентов следует измерить стороны прямоугольников таблицы Б2 и Б7 по горизонтали (размеры Г) и Б2, Д2 по вертикали (размеры В), а затем произвести вычисления по формулам

$$\rho_г = 200(Г_{max} - Г_{min})/(Г_{max} + Г_{min});$$
$$\rho_в = 200(В_{max} - В_{min})/(В_{max} + В_{min}),$$

где $\rho_г$ и $\rho_в$ – коэффициенты нелинейности разверток соответственно по горизонтали и вертикали, выраженные в процентах.

Однако из-за кратковременности передачи таблицы использование ее для настройки телевизора не всегда возможно. Поэтому для подобных целей целесообразно изготовить генератор черно-белых полос, т. е. генератор прямоугольных видео- или радиоимпульсов (рис. 10.58), частота следования которых в целое число

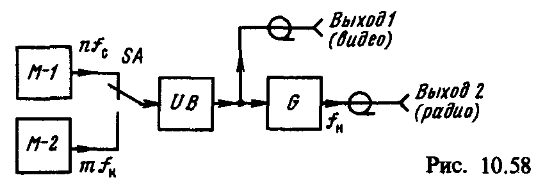


Рис. 10.58

раз (n) выше частоты строчной (для генератора вертикальных полос) или (в m раз) кадровой (для генератора горизонтальных полос) развертки. Выход видеоимпульсов генератора подключают ко входу видеоусилителя, а выход генератора радиоимпульсов – ко входу настраиваемого телевизора. Таким образом, испытательные сигналы поступают на входы генераторов строчной и кадровой разверток и на модулирующий электрод (или катод) электронно-лучевой трубки, вызывая на ее экране чередующиеся светлые и темные полосы. При скважности импульсов, равной 2, на экране кинескопа возникают светлые и темные полосы одинаковой толщины (при большой скважности импульсов светлые или темные полосы могут превращаться в линии). Синхронизируют частоту строчного и кадрового генераторов ручками «Частота строк» и «Частота кадров» по импульсам генератора полос. При устойчивой синхронизации на экране телевизора должно наблюдаться n (или m) светлых или темных полос или линий.

Генераторы цветных полос сложны, и их изготовление для радиолюбительских целей неоправданно дорого и трудоемко.

Простой транзисторный генератор полос (рис. 10.59) содержит: генератор на транзисторе VT4, работающий на несущей частоте сигнала изображения одного из телевизионных каналов; генератор-модулятор горизонтальных полос, работающий на частоте 400 Гц (симметричный мультивибратор на транзисторах VT2 и VT3); генератор-модулятор вертикальных полос, работающий на частоте 156 кГц (LC-генератор на транзисторе VT1).

Выход прибора соединяют с антенным гнездом телевизора отрезком коаксиального кабеля. При этом на вход телевизора поступают радиоимпульсы, несущая частота которых, определяемая параметрами элементов контура C9L2, соответствует частоте сигнала изображения одного из телевизионных каналов; телевизор должен быть включен на этом канале.

Переключатель генератора полос SA1 устанавливают в положение «Гор.» и ручкой телевизора «Частота кадров» добиваются устойчивого изображения восьми горизонтальных полос ($m = 8$; $f_{кадр} = 50$ Гц). При линейной кадровой

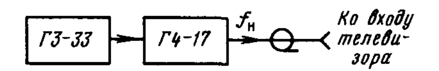


Рис. 10.60

развертке расстояние между полосами должно быть одинаковым. Для проверки линейности по строкам переключатель SA1 переводят в положение «Верт.» и ручкой телевизора «Частота строк» добиваются устойчивого изображения десяти вертикальных полос ($n = 10$; $f_{стр} = 15{,}6$ кГц). При линейности строчной развертки расстояние между соседними полосами должно быть одинаковым.

При наличии измерительного генератора УКВ диапазона (например, Г4-17) и генератора ГЗЧ с диапазоном до 200 кГц (например, Г3-33) может быть создан генератор полос (рис. 10.60), аналогичный изображенному на рис. 10.58. Для этого генератор УКВ переводят в режим внешней амплитудной (или импульсной) модуляции с несущей, равной частоте сигнала изображения одного из телевизионных каналов, а в качестве внешнего модулятора применяют ГЗЧ. Частоту модулирующего напряжения выбирают из условия $f_м = pf_р$, где $f_р$ – частота развертки телевизора (по горизонтали или вертикали); p – желаемое число темных (светлых) полос по горизонтали или вертикали соответственно.

10.8. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

Функциональная схема ЭЛО

Электронно-лучевой осциллограф (ЭЛО) – прибор, предназначенный для визуального наблюдения формы исследуемого сигнала и измерения его параметров с помощью электронно-лучевой трубки (ЭЛТ).

Функциональная схема универсального ЭЛО представлена на рис. 10.61. Она включает: канал Y (или канал сигнала, канал вертикального отклонения), канал X (или канал горизонтального отклонения), канал Z (или канал модуляции яр-

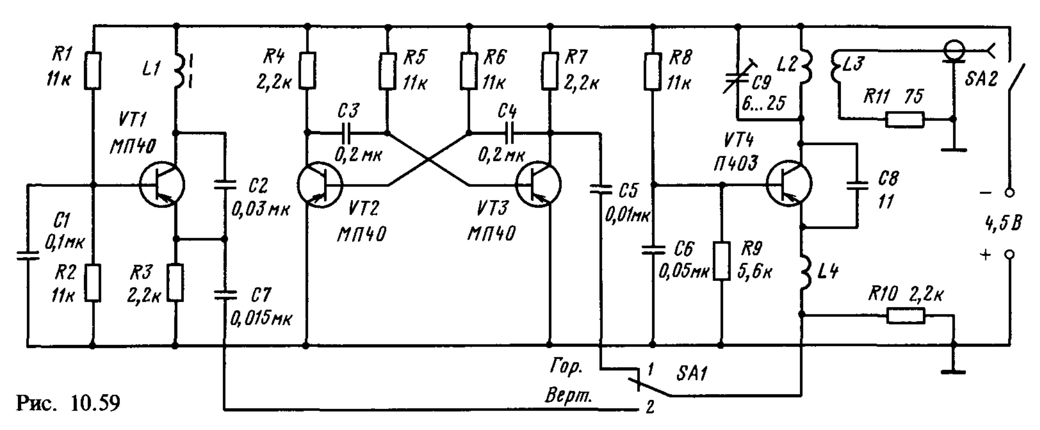


Рис. 10.59

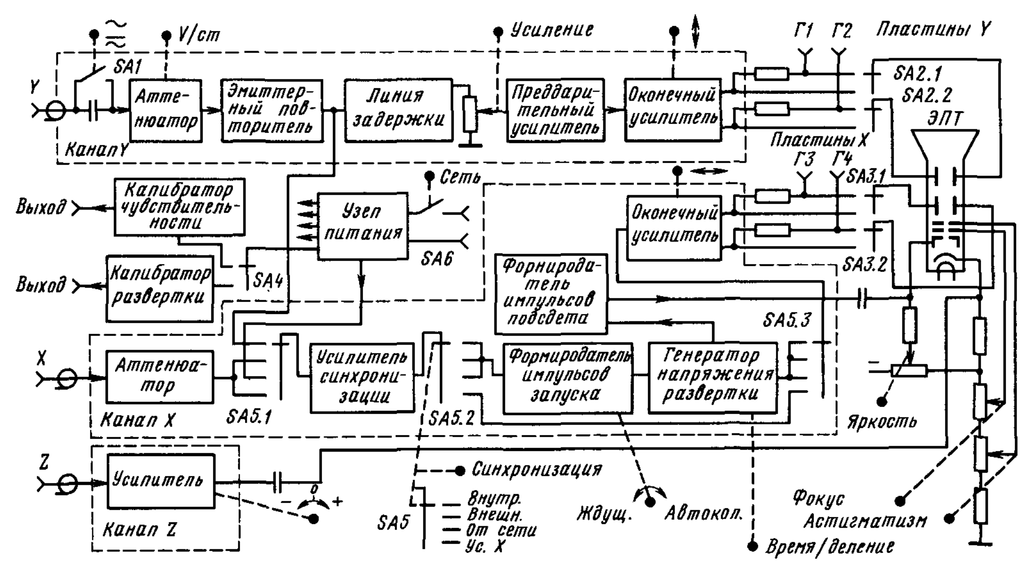


Рис. 10.61

кости), калибратор чувствительности, калибратор развертки, ЭЛТ и узел питания.

Канал Y служит для подключения ЭЛО к объекту исследования, передачи исследуемого сигнала на пластины Y ЭЛТ и изменения уровня этого сигнала с целью получения удобного для наблюдения размера изображения сигнала по вертикали на экране ЭЛТ. Поэтому в его состав входят: переключатель входа SA1 (открыт или закрыт), аттенюатор (делитель напряжения), эмиттерный (истоковый) повторитель, линия задержки, широкополосный усилитель с плавно регулируемым коэффициентом усиления. Выходной каскад усилителя (обычно парафазный) подключен к пластинам Y ЭЛТ. При исследовании сигнала большого уровня он может быть подан непосредственно на пластины Y через гнезда Г1 и Г2. Изменение постоянной составляющей напряжения на выходах оконечного парафазного усилителя (ручкой «↕») позволяет смещать изображение сигнала вдоль вертикальной оси экрана ЭЛТ. Линия задержки обеспечивает подачу исследуемого сигнала на пластины Y с задержкой до 0,5 мкс относительно начала развертки луча вдоль оси X, что позволяет наблюдать фронт импульсного исследуемого сигнала. Эмиттерный (истоковый) повторитель согласует высокоомный выход аттенюатора с низкоомным волновым сопротивлением линии задержки.

Канал X предназначен для усиления внешних сигналов развертки луча ЭЛТ вдоль оси X, создания напряжения линейной развертки, усиления этих сигналов и усиления сигналов, синхронизирующих частоту внутреннего генератора напряжения линейной развертки. В канал входят: аттенюатор, усилитель синхронизации, формирователь импульсов запуска, генератор напряжения развертки, оконечный усилитель горизонтального отклонения и формирователь импульсов подсвета.

Формирователь импульсов запуска вырабатывает импульсы, которыми запускается генератор напряжения развертки или синхронизируется его частота. Генератор напряжения развертки вырабатывает линейно изменяющееся напряжение (рис. 10.62), под действием которого луч ЭЛТ перемещается вдоль оси X ЭЛТ с постоянной скоростью (что превращает ось X в ось времени). Обычно для формирования такого напряжения в генераторах развертки используют зарядку (или разрядку) конденсатора в цепи с большой постоянной времени. В современных осциллографах для этой цели широко используют интеграторы, основанные на операционном усилителе, в цепь обратной связи которого включают конденсатор. Генератор развертки должен работать как в автоколебательном (непрерывном), так и в ждущем режимах.

Формирователь импульсов подсвета вырабатывает импульс, равный по длительности времени прямого хода напряжения развертки $t_{пр}$ (рис. 10.62), вызывающий открывания луча ЭЛТ. Такое управление яркостью луча ЭЛТ устраняет наложение на изображение исследуемого сигнала искаженного изображения этого же сигнала, которое могло бы возникнуть во время обратного хода напряжения развертки $t_{обр}$.

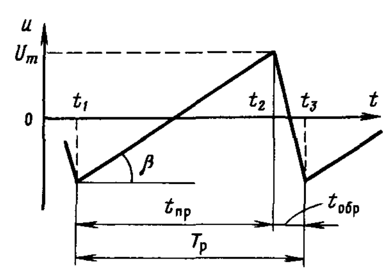


Рис. 10.62

Канал Z позволяет модулировать яркость луча ЭЛТ, что необходимо при некоторых методах измерения (например, при измерении частоты сигналов методами сравнения). В канал входят: аттенюатор, инвертор и усилитель.

Калибратор чувствительности (или калибратор амплитуды) является источником известного образцового по амплитуде напряжения. Подача этого напряжения на вход Y ЭЛО позволяет по заданному (в паспорте осциллографа) размаху по вертикали изображения калибрующего сигнала выставить ручкой «Усиление» номинальный коэффициент отклонения $C_{ун}$, что позволит использовать ЭЛО в качестве вольтметра.

Калибратор развертки (или калибратор длительности) является источником сигнала с известной (с высокой точностью) частотой. Часто в качестве калибратора развертки используют кварцевые автогенераторы на частоту 100 кГц (период $T_к = 10$ мкс). Подача сигнала с известным периодом на вход Y ЭЛО позволяет откорректировать действительную скорость развертки (tg β, рис. 10.62) к номинальному значению коэффициента развертки $C_{хн}$, установленному ручкой «Время/деление». (Например, при $C_{хн} = 10$ мкс/см и $T_к = 10$ мкс изображение периода калибрующего сигнала должно укладываться в 1 см оси X ЭЛТ.) Калиброванная развертка позволяет использовать ЭЛО в качестве измерителя временных интервалов.

Узел питания ЭЛО отличается от узлов питания других электронных измерительных приборов наличием высоковольтного (несколько киловольт) выпрямителя.

Применение ЭЛО

Электронно-лучевой осциллограф позволяет измерять мгновенные значения сигналов, их временные параметры, отношение частоты измеряемого сигнала к частоте образцового генератора (и тем самым определять частоту измеряемого сигнала), измерять фазовые сдвиги между сигналами на входе и выходе четырехполюсника, коэффициент амплитудной модуляции и т. п.

Для измерения мгновенного значения напряжения сигнала необходимо предварительно откалибровать чувствительность (т. е. откорректировать действительный коэффициент отклонения ЭЛО к его номинальному значению $C_{ун}$, установленному ручкой «V/cm»). Затем следует получить изображение сигнала на экране ЭЛТ и измерить его размер по вертикали $l_у$. Напряжение сигнала, соответствующего размеру $l_у$, равно $U_у = C_{ун} l_у$ (если $C_{ун}$, В/см, $l_у$, см, то $U_у$, В).

Для измерения временных параметров сигнала необходимо предварительно провести калибровку развертки (т. е. установить номинальный коэффициент развертки $C_{хн}$). Затем следует получить изображение сигнала на экране ЭЛТ и измерить размер $l_х$ участка изображения сигнала вдоль оси X ЭЛТ, временной параметр которого измеряется (например, длину изображения измеряемого сигнала за один период), и вычислить его значение: $\Delta t = C_{хн} l_х$ (при $C_{хн}$, мкс/см, $l_х$, см, Δt, мкс).

Для измерения частоты синусоидального сигнала методом интерференционных фигур (фигур Лиссажу) необходим образцовый генератор, который следует подключить ко входу X ЭЛО (рис. 10.63). Канал X ЭЛО должен быть переключен в режим «Усиление X». Частоту образцового генератора $f_{обр}$ изменяют до получения устойчивого изображения интерференционной фигуры (например, изображенной на рис. 10.64).

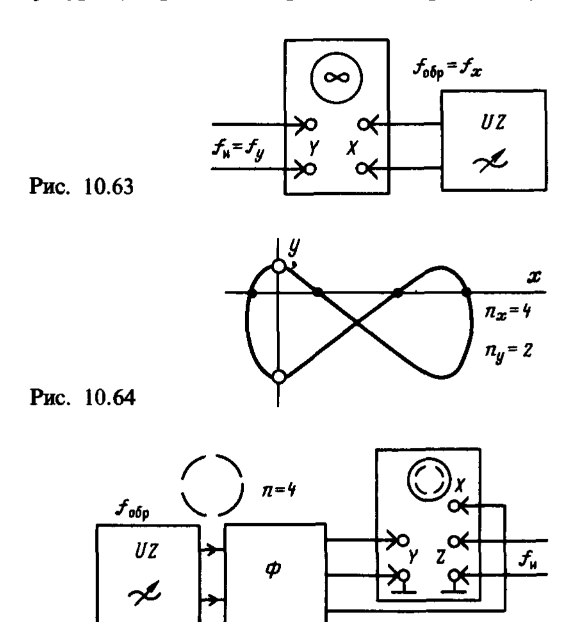


Рис. 10.63

Рис. 10.64

Рис. 10.65

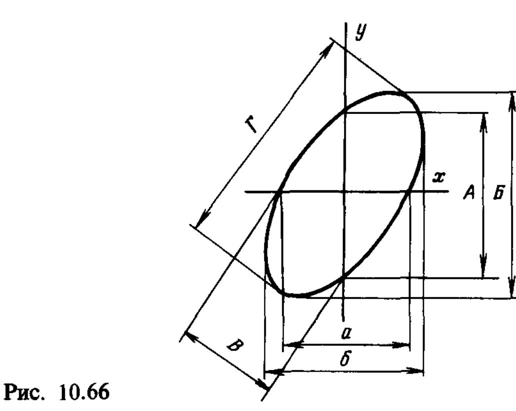


Рис. 10.66

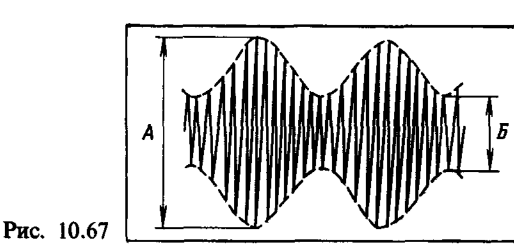


Рис. 10.67

Устойчивое изображение наблюдается при определенных отношениях частот, для нахождения которых поступают следующим образом. Через полученное изображение фигуры мысленно проводят две линии – горизонтальную x и вертикальную y, не проходящие через узлы фигуры (рис. 10.64). Отношение числа пересечений фигуры с вертикальной линией n_y к числу пересечений с горизонтальной линией n_x равно отношению периодов напряжений, поданных на соответствующие входы ЭЛО ($n_y/n_x = T_y/T_x$), т. е. обратно отношению частот этих напряжений ($n_y/n_x = f_x/f_y$). Метод применим при отношении частот, меньшем 5.

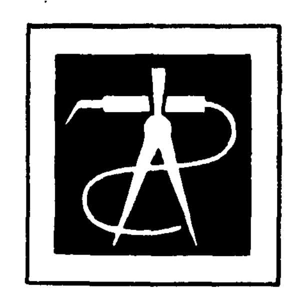
Метод разрывов целесообразно применять при отношении частот измеряемого сигнала ($f_и$) и образцового генератора ($f_{обр}$) более 5, но менее 15. Для реализации метода необходимы образцовый генератор, ЭЛО и фазорасщепитель Ф (рис. 10.65). Фазорасщепитель должен выдавать на своих выходах два синусоидальных напряжения одной частоты, взаимно сдвинутые на 90° (обеспечивают получение круговой развертки). Эти напряжения подают на входы Y и X ЭЛО, который должен быть поставлен в режим «Усилие X». Измеряемый сигнал подают на «Выход Z». Измерение сводится к процессу перестройки частоты образцового генератора $f_{обр}$ до получения устойчивого изображения окружности (или эллипса) с чередующимися светлыми и темными дугами. Подсчитав число разрывов n, вычисляют измеряемую частоту: $f_и = nf_{обр}$.

На рис. 10.65 для примера показано изображение, соответствующее n = 4. Для исключения ошибки неоднозначности необходимо отрегулировать ЭЛО так, чтобы под действием исследуемого напряжения происходило «гашение» изображения (часть окружиости получалась бы темной). При измерении этим методом частоты синусоидального сигнала следует получить устойчивые фигуры с примерно равными светлыми и темными дугами.

Для измерения фазовых сдвигов между двумя синусоидальными напряжениями одной частоты ЭЛО необходимо поставить в режим «Усиление X» и эти напряжения подать на входы Y и X ЭЛО. При этом на экране ЭЛО будет наблюдаться эллипс (рис. 10.66). Параметры эллипса зависят от фазового сдвига между напряжениями. Измерив размеры А и Б (или а и б) эллипса, вычисляют фазовый сдвиг: $\varphi = \pm \arcsin (А/Б) = \pm \arcsin (а/б)$. При измерении размеров В и Г фазовый сдвиг вычисляют по формуле $\varphi = \pm 2\mathrm{arctg}\,(В/Г)$.

Погрешность измерения фазового сдвига указанными способами не превышает $\pm (2\ldots10°)$.

Для измерения коэффициента амплитудной модуляции исследуемый сигнал подают на «Вход Y» ЭЛО при непрерывной (автоколебательной) развертке луча и получают устойчивое изображение сигнала на экране ЭЛТ (рис. 10.67). Измерив размеры изображения А и Б, вычисляют коэффициент модуляции: $m = [(А - Б)/(А + Б)] \cdot 100\%$.



КОНСТРУИРОВАНИЕ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКОЙ АППАРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 11

Содержание

11.1. КОМПОНОВКА ЭЛЕМЕНТОВ АППАРАТУРЫ

Общие положения

Современная промышленная бытовая радиоаппаратура характеризуется:

частичной или полной заменой элементной базы в виде дискретных электрорадиоэлементов на микросхемы;

высоким качеством воспроизводимых сигналов, звуковых и визуальных (полоса воспроизводимых звуковых частот расширилась от 16...20 до 20 000...50 000 Гц при искажениях менее 0,1% и четкости телевизионных цветных изображений в 1125 строк в новых цифровых телевизорах);

повышенными эргономическими показателями, при которых простые действия управления обеспечивают весьма сложные операции по настройке и регулировке аппаратуры;

«электронизацией» целого ряда традиционно механических устройств радиоаппаратуры (механические КПЕ заменяют на варакторные матрицы, емкость которых меняется при изменении приложенного к ним напряжения; механические переключатели каналов в телевизорах и переключатели диапазонов в радиоприемниках меняют на сенсорные с электронным механизмом контакта и т. п.);

модульностью конструктивно-схемных решений;

широким использованием цифровых устройств и новых типов индикаторов с буквенно-цифровым отсчетом, часто выполняемых в виде комбинированных дисплеев.

Квалифицированные радиолюбители не только повторяют промышленные образцы, но и нередко разрабатывают оригинальные устройства, которые опережают промышленные разработки. При этом все перечисленные особенности отражаются в конструкциях аппаратуры.

Наиболее характерные конструктивные особенности современной радиолюбительской аппаратуры:

1. Конструкции выполняют в виде набора функциональных модулей, в каждом из которых находятся одна-три микросхемы и несколько дискретных элементов. Например, характерные модули телевизора: УПЧ изображения, УПЧ звука; УЗЧ, усилитель изображения, усилители сигналов цветности, строчной развертки, кадровой развертки, стабилизации, модуль варакторных матриц с колебательными контурами, модуль сенсорного переключения диапазонов и др. Устройства управления, питания, головки громкоговорителя и другие выполняют в виде оригинальных устройств, характерных только для данного изделия, в то время как модули могут быть использованы в разнообразных моделях радиоаппаратуры данной группы.

2. Широко используют электронные шкалы настройки и цифровую индикацию частоты настройки. Это позволяет применять вместо сложных механизмов настройки с точеными и фрезерованными деталями обычные потенциометры, а вместо точных механических шкал настройки - электронные с цифровой индикацией, которые работают от синтезатора частот с очень высокой точностью отсчета индицируемой частоты. Аналогично работают электронные регуляторы громкости и тембра.

3. Сочетание в одном устройстве чувствительных приемников (звукового и телевизионного вещания) и генератора (тактовой частоты во многих цифровых устройствах) требует тщательной проработки компоновочных схем и введения специальных экранов.

4. Тесное расположение большого числа элементов требует учета их допустимых тепловых режимов как при эксплуатации, так и при монтаже. Микросхемы при этом не являются исключением, хотя уровни рассеиваемой в них мощности малы, но из-за «многослойности» конструкции, в которой чередуются материалы с низкой и высокой теплопроводностями, сам кристалл микросхемы внутри корпуса может быть нагрет до температуры, при которой может нарушаться нормальная работа устройства.

5. Радиолюбительскую аппаратуру выполняют с высокими эстетическими показателями. Радиолюбители часто используют футляры от промышленной аппаратуры, выполняя доработку таких элементов, как шкалы и устройства управления. Доработка проводится с использованием современных материалов и приемов художественного оформления, часто требуя высокой квалификации радиолюбителя.

Чтобы радиолюбительские конструкции хорошо работали, необходимо тщательно продумывать и выполнять компоновку их элементов - как внутреннюю, так и внешнюю.

Предварительный анализ работы устройства

Принципиальная схема устройства дает представление только о принципе работы устройства, но не о его конструкции. Множество же сложных взаимных связей между элементами, определяемых размещением их в пространстве или на плоскости, показать на принципиальной схеме нельзя. Размещение элементов принято называть *компоновкой* (от латинского *compone-re* - складывать).

Наиболее распространенной ошибкой начинающего радиолюбителя-конструктора является то, что при компоновке элементов он стремится получить как можно меньшие размеры устройства, пренебрегает возможными паразитными взаимосвязями между элементами различных каскадов, располагая элементы без учета принципа их работы. Чтобы не допустить таких ошибок, необходимо прежде всего тщательно рассмотреть возможные варианты компоновки элементов.

Наиболее трудно выполнить компоновку усилителей (особенно высокочастотных), проще - источников питания. При этом необходимо помнить следующее.

Компоновка усилителя тем сложнее, чем больше его коэффициент усиления и рабочая частота, чем шире полоса частот, чем больше в нем каскадов и диапазонов.

Компоновка генератора (гетеродина приемника, измерительного генератора, передатчика и т. п.) тем сложнее, чем выше частота, на которой он работает, чем больше число частотных диапазонов, чем выше требуемая стабильность частоты и мощность.

Компоновка устройств питания достаточно проста для транзисторной аппаратуры. Для ламповой она тем сложнее, чем выше должна быть стабильность выходных напряжений или токов, чем больше напряжение или ток нагрузки, чем больше число выходов.

Изменение компоновки (перекомпоновка) источников питания почти не сказывается на их работе; в генераторах неудачная компоновка заметна, а в усилителях может оказаться причиной полного нарушения их нормальной работы. Часто причинами таких нарушений в усилителе радиочастоты могут быть всего лишь некоторое увеличение длины проводника, его недостаточная экранировка и другие незначительные на первый взгляд изменения в компоновке элементов.

При компоновке элементов нового или перекомпоновке элементов проверенного в работе устройства (прибора) необходимо проанализировать задачу в такой последовательности:

исходя из назначения устройства (усилитель, генератор, источник питания) оценить ожидаемую сложность компоновки элементов;

продумать необходимость применения экранов, развязывающих фильтров между каскадами и предусмотреть место для их установки;

оценить особенности монтажа элементов и регулировки устройства как по частям, так и в целом, обеспечивающих нормальную эксплуатацию устройства;

предусмотреть все механические крепления и места под винты и гайки, заклепки и т.д.;

выполнить эскиз компоновки элементов устройства с органами управления и индикаторами.

На основе такого анализа получится несколько эскизных вариантов компоновки элементов и конструкции в целом, которые позволят наметить пути рационального конструирования и избежать общих ошибок.

Группировка элементов и компоновочная модель

После того как определены основные показатели конструируемой аппаратуры и разработана или выбрана ее принципиальная схема, надо продумать, целесообразно ли выполнить устройство на одной монтажной панели или разделить его на блоки, функциональные части, функциональные группы.

Отметим особенности компоновки приемников звукового и телевизионного вещания, поскольку они являются наиболее распространенными объектами радиолюбительского творчества.

Современное стационарное устройство для приема радиовещательных передач обычно состоит из следующих функциональных частей: настроечного блока, в состав которого входят преобразователи частоты УПЧ с цепью АРУ; детекторы, а при необходимости УРЧ; УЗЧ; блок питания (трансформатор, выпрямитель, сглаживающий фильтр, стабилизатор). Каскады предварительного усиления УЗЧ нередко выделяют в самостоятельный конструктивный узел. В стереофоническом устройстве добавляется стереодекодер и второй УЗЧ, причем оба УЗЧ иногда целесообразно скомпоновать в единую конструкцию вместе с коммутатором видов работы. Все перечисленные части вместе с устройством для проигрывания грампластинок, если конструируется радиола, размещают в общем футляре. Головки громкоговорителей стереофонической системы располагают в двух отдельных футлярах. Громкоговоритель монофонического радиоприемника также часто выполняют в отдельном футляре.

Если конструируется магнитола или магнитофон при имеющемся радиоприемном устройстве, целесообразно предусмотреть использование последних каскадов УЗЧ приемника и громкоговорителя (громкоговорителей) также для воспроизведения записей с магнитной ленты.

Высокочастотные части и УЗЧ переносных РВ приемников и приемников для радиоспорта обычно компонуют вместе.

Для ТВ приемника компонуют отдельно блоки УПЧИ, УПЧЗ, усилителя видеосигналов и детекторов; блок разверток и синхронизации; УЗЧ, блок питания, а для цветного телевизора, кроме того, блок цветности. Заниматься конструированием и изготовлением селекторов телевизионных каналов в настоящее время нецелесообразно, так как это очень трудоемкая работа, а они имеются в продаже.

Компоновку элементов радиоаппаратуры или ее частей и блоков рекомендуется выполнять в такой последовательности: перечертить принципиальную схему устройства (блока, функциональной части, функциональной группы) с учетом рациональной компоновки, сгруппировать пассивные элементы вокруг соответствующих активных элементов (транзисторов, электронных ламп), учитывая их особые компоновочные характеристики (например, расположение только вертикальное или горизонтальное, только сверху или только снизу платы и т.д.), и, наконец, составить окончательный вариант принципиальной схемы устройства (блока, функциональной части) для компоновки.

На рис. 11.1, *а* показана схема двухкаскадного УЗЧ на транзисторах в том виде, как ее обычно вычерчивают. На ее основе нетрудно сгруппировать элементы, составив схему группировки (рис. 11.1, *б*). С учетом компоновочных характе-

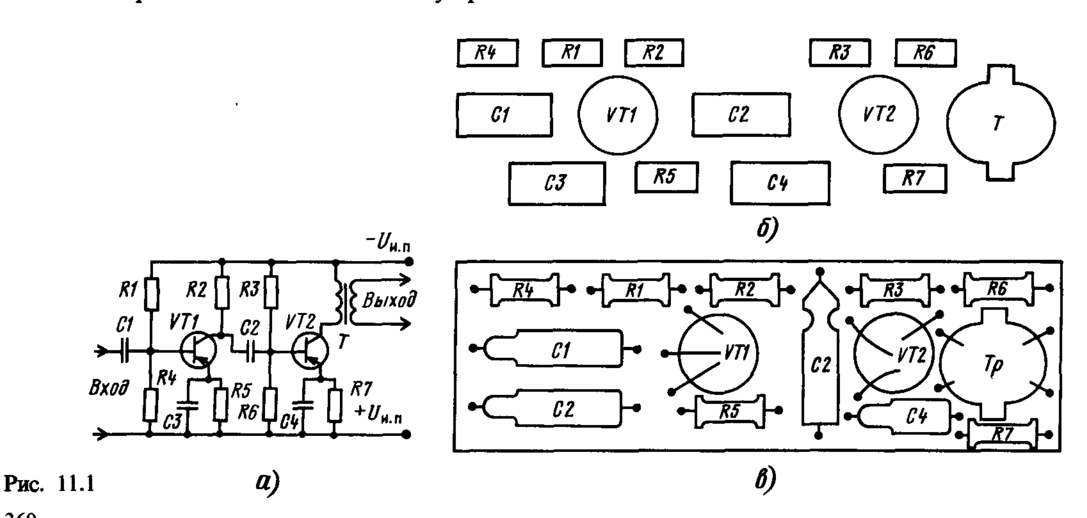


Рис. 11.1

ристик элементов, учитывая их установку в аппаратуре, и с учетом возможного введения развязывающих фильтров можно составить компоновочный эскиз (рис. 11.1, *в*), который и послужит основой для разработки конструкции устройства в целом.

Из компоновочного эскиза видно, что между размерами элементов и размерами монтажной платы (или устройства) существует заметная разница. Увеличение размеров радиоаппаратуры по сравнению с размерами составляющих ее элементов зависит от многих причин. Основные из них – электрические, магнитные и тепловые поля вокруг работающих элементов, которые могут быть причиной паразитных связей, нарушающих нормальную работу устройства, и необходимость дополнительного пространства в конструкции для механических и электрических соединений элементов, для размещения органов управления и индикаторов (осей и ручек управления, шкал, индикаторных ламп). Поэтому для компоновки следует использовать не геометрические модели элементов, размеры которых равны размерам элементов, а модели в виде их установочных объемов или площадей.

На рис. 11.2, *а* показан резистор, а рядом с ним в виде прямоугольников – его реальные площадь $S_{реал}$ и объем $V_{реал}$. Рассчитанные с учетом требований монтажа и нагрева резистора установочная площадь (рис. 11.2, *б*) и установочный объем (рис. 11.2, *в*) оказываются значительно большими. Если этого не учитывать при компоновке, то нормальная работа элементов может нарушиться. Например, размещение резистора МЛТ-2 (R1 на рис. 11.3, *а*) рядом с резистором ВС 0,125 (R2) и транзистором VT создает условия для сильного перегрева последних, а это может стать причиной нарушения нормальной

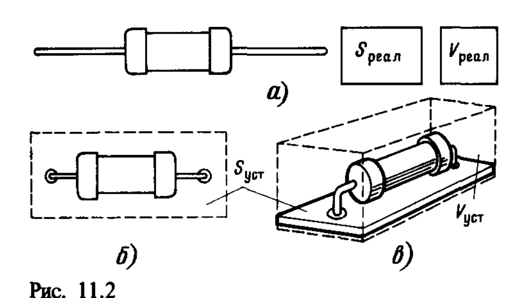


Рис. 11.2

работы устройства и даже выхода из строя транзистора VT и резистора R2.

Нельзя также располагать рядом элементы входных и выходных цепей (рис. 11.3, *б*). Так, если в усилителе (рис. 11.1) на плате рядом окажутся трансформатор с резистором R1 первого каскада, это может привести к самовозбуждению усилителя, устранить которое будет трудно.

Если радиолюбитель-конструктор уже имеет опыт сборки и налаживания аппаратуры, то приближенно установочные площади или объемы элементов можно определить, разделив соответственно общую площадь печатной платы или занимаемый ею объем на число элементов, ранее выполненных радиолюбителем конструкций. Такие данные послужат хорошей основой для обоснованных компоновочных расчетов новых конструкций.

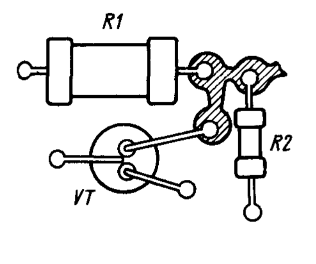
Выбор типа электромонтажных соединений

В радиолюбительской практике широко используется печатный, проволочный навесной и проволочный жгутовый монтаж.

Печатный монтаж можно использовать во всех радиолюбительских конструкциях, кроме мощных каскадов передатчиков и блоков развертки телевизоров и осциллографов. Преимуществами печатного монтажа являются сравнительно малый объем и жесткая фиксация мест соединений, гарантирующие хорошую повторяемость параметров и высокое качество работы конструкций, собранных на одинаковых печатных платах. Однако из-за того, что при печатном монтаже элементы имеют общее основание (рис. 11.4, *а*), значительного выигрыша в размерах конструкции получить не удается.

Проволочный навесной монтаж позволяет получить трехмерную (объемную) конструкцию соединений, что дает возможность уменьшить габаритные размеры устройства в целом, однако такой монтаж весьма сложен в исполнении, особенно при плотной компоновке. Навесной монтаж целесообразно применять в каскадах передатчиков, телевизоров и осциллографов, где элементы работают под напряжением более 1 кВ (рис. 11.4, *б*).

Проволочный жгутовый монтаж с использованием одно- или многорядных проволочных жгутов (рис. 11.4, *в*) применяют для межблочных



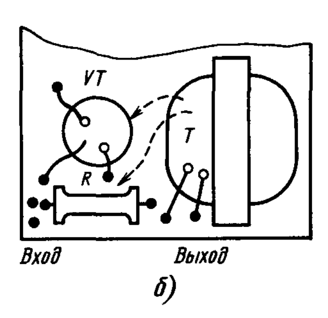
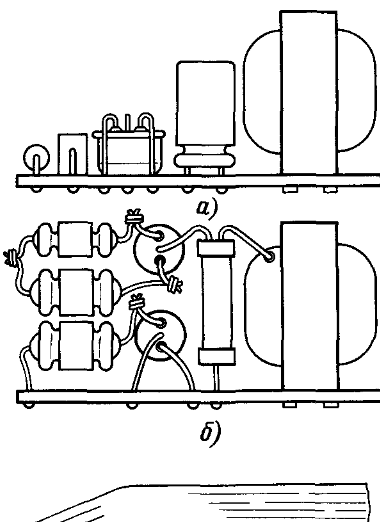


Рис. 11.3



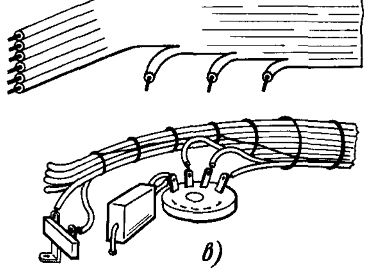


Рис. 11.4

соединений и в блоках питания, где влияние паразитных связей между различными проводниками на работу устройства незначительно.

Особенности компоновки органов управления и индикаторов

Рациональная компоновка элементов и учет влияния монтажных соединений позволяют решить только часть задачи конструирования. Устройство имеет органы управления и индикаторные устройства, которые определяют внешнюю компоновку. При решении компоновочных задач необходимо учитывать правила внешней компоновки, ибо как бы хорошо не были скомпонованы элементы, но если шкала расположена с одной стороны приемника (например, спереди), а ручка настройки – с другой (например, сзади), то работать с таким аппаратом будет неудобно и трудно.

Основные правила рациональной внешней компоновки:

1. Органы управления радиоаппаратурой (переключатели, ручки настройки и регулировки) и связанные с ними электрически или механически индикаторы (например, шкалы) должны иметь такое относительное расположение, чтобы при управлении устройством руки оператора не загораживали индикаторы. С учетом этого ручку настройки радиоприемника располагают, как правило, правее шкалы или под ней.

Регулятор громкости в большинстве случаев целесообразно устанавливать слева, при этом, настраиваясь на частоту передающей радиостанции правой рукой, можно одновременно устанавливать желательный уровень громкости левой рукой. Это особенно удобно в приемниках, используемых для радиоспорта и для связи.

В малогабаритных (карманных) радиоприемниках регулятор громкости целесообразнее расположить вместе с ручкой настройки на правой боковой стенке корпуса, тогда этими органами управления удобно оперировать, взяв приемник левой рукой. Расположение остальных органов управления приемником, которыми пользуются относительно редко (переключатели диапазонов, регуляторы тембра и др.), не имеет большого значения.

На передней стенке телевизионного приемника, под экраном или справа от него, располагают переключатель селектора телевизионных каналов, ручки регуляторов яркости изображения и громкости звуковоспроизведения, регуляторы цветовой насыщенности (в телевизоре с цветным изображением), а также ручки настройки частоты гетеродина, если подстройка не обеспечивается автоматически. Поскольку остальными органами управления – регулятором размера по вертикали, ручками переменных резисторов установки частоты строк и частоты кадров – приходится пользоваться нечасто, их обычно размещают сзади; это позволяет эстетически улучшить конструкцию телевизора.

2. Наиболее рациональные конструкции шкал – круглые и линейные горизонтальные (линейные вертикальные дают меньшую точность отсчета показаний).

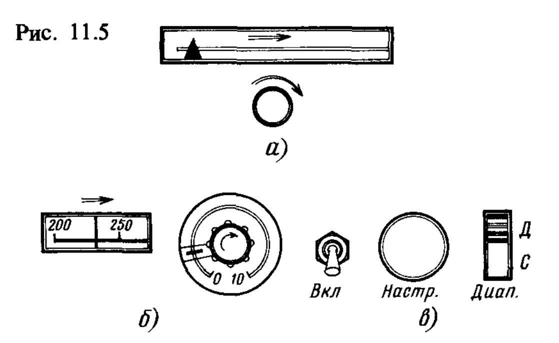
3. Вращение ручек управления должно соответствовать направлению движения стрелки прибора или указателя настройки (рис. 11.5, *а*).

4. «Нуль» шкалы должен быть слева или внизу, увеличение показаний на шкале должно происходить по часовой стрелке или слева направо (рис. 11.5, *б*).

5. Для разных операций управления (включение, настройка, переключение и т. п.) желательно использовать разные по характеру движения регуляторы (рис. 11.5, *в*).

6. Для устройств точной настройки следует применять ручки ∅ 40...80 мм, для вспомогательных – не менее 10 мм.

Рис. 11.5



11.2. ПРИЕМЫ ВЫПОЛНЕНИЯ КОМПОНОВОЧНЫХ РАБОТ

Графическая компоновка

Графическую компоновку обычно выполняют на масштабно-координатной (миллиметровой) бумаге простым и цветным карандашами. Графическая компоновка очень удобна при составлении эскизов монтажных соединений и при самом монтаже. На специально перечерченной схеме цветным карандашом отмечают уже припаянные элементы и проводники, что позволяет практически полностью избежать ошибок при выполнении монтажных работ.

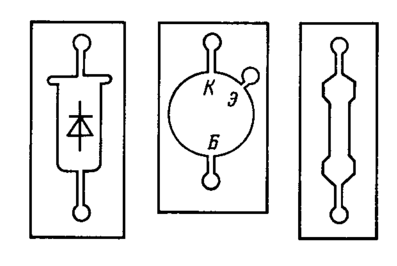
Аппликационная и модельная компоновки

В радиолюбительской практике целесообразна аппликационная компоновка.

Выбрав примерные размеры монтажной платы и вычертив ее контуры на листе миллиметровой или чертежной бумаги в масштабе имеющихся аппликаций, можно приступать к компоновке, раскладывая аппликации в соответствии с выбранной группировкой элементов (рис. 11.1). Так как размеры аппликаций соответствуют физическим размерам элементов, то их не допускается располагать вплотную. Монтажные точки для выводов элементов при печатном монтаже должны располагаться в узлах координатной сетки с шагом 2,5 мм. Это особенно важно при компоновке устройств с применением микросхем, выводы которых часто расположены именно на таком расстоянии.

Добившись требуемого расположения элементов, аппликации закрепляют резиновым клеем (он прозрачен и позволяет использовать одну и ту же аппликацию несколько раз). Затем на полученный компоновочный макет накладывают лист кальки и переносят на него контуры элементов и контактные площадки. Наложив на полученный эскиз второй лист кальки или отогнув часть первого листа, переносят на него все контактные площадки. На обратной стороне второго листа изображение контактных площадок и деталей будет видно как бы с другой стороны платы (рис. 11.6). На этом листе цветным карандашом или фломастером чертят соединительные проводники, т. е. составляют схему соединений. Таким же способом можно выполнить компоновку органов управления и индикаторных устройств. Применение кальки значительно упрощает компоновку, так как дает возможность видеть сразу обе стороны монтажной платы, а это позволяет легко осуществить при необходимости перекомпоновку деталей.

Модельная компоновка наиболее наглядна, но и наиболее сложна. Для нее требуются модели элементов, изготовить которые в радиолюбительских условиях затруднительно. Поэтому модели целесообразно использовать только для приблизительной компоновки крупных элементов устройства в целом (приемника, радиолы и т. п.). Модели крупных элементов можно склеить из бумаги или выпилить из пенопласта.



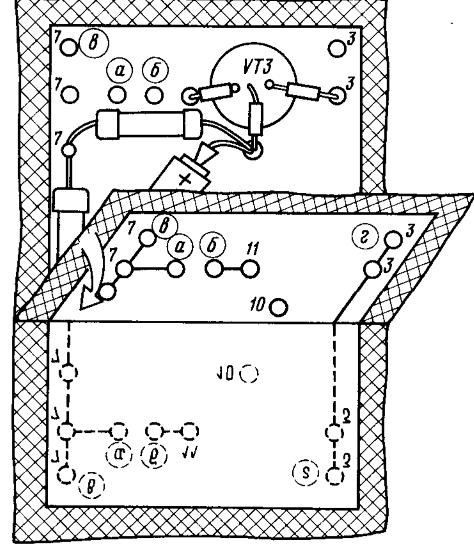


Рис. 11.6

Натурная компоновка

Натурную компоновку радиолюбитель-конструктор выполняет обычно в виде макета, с помощью которого проверяется работоспособность устройства (прибора). При переходе от макета к окончательной конструкции необходимо соблюдать следующие правила:

1. Макет должен иметь примерно такие же размеры и форму, что и окончательный вариант конструкции.

2. Расположение основных элементов, особенно в высокочастотных каскадах, на макете и в конструкции должно быть одинаковым.

3. При выборе компоновки, более плотной, чем на макете, обязательно надо предусмотреть место для стабилизирующих элементов, экранов, развязывающих фильтров, радиаторов и т. п.

4. Рисунок монтажных соединений на макете и в конструкции должен быть одинаков.

5. Должны быть учтены расположение, форма и размеры всех органов управления, индикаторов, а в переносных конструкциях – и отсека питания, а также особенности работы используе-

мых гальванических или аккумуляторных батарей, их смены и т. д.

6. Необходимо продумать особенности эксплуатации устройства (удобства его переноски и установки при эксплуатации, защиты от пыли и влаги и т. п.).

Универсальная монтажная плата. Большие возможности для макетирования устройств дает применение универсальных печатных плат (УПП). Их можно использовать для макетирования устройств и их частей с различной компоновкой элементов, если соблюдено условие равенства (или превышения) числа контактных линий (проводников) на УПП и числе соединений на схеме. Принцип метода (его разработал и предложил П. П. Кувырков) рассмотрим на примере компоновки однокаскадного усилителя (рис. 11.7, *а*).

На схеме усилителя семь точек соединений. Если эти точки изобразить в виде вершин правильного семиугольника, то сами элементы можно представить в виде сторон или диагоналей этой фигуры. В математике такие фигуры называют *графами*. Если показать все возможные соединения между вершинами графа, то получится чертеж (рис. 11.7, *б*), на котором толстыми линиями показан реализованный граф соединений. Таким образом, если мы сможем создать полный граф соединений схемы на плате, то компоновка сведется только к расположению элементов на существующих проводниках. Конечно, часть проводников может быть и не использована (но это – «расплата» за универсальность УПП). Простейший вариант соединений УПП показан на рис. 11.7, *в*. Недостаток такой платы в том, что она имеет треугольную форму. Четырехугольная плата выполняется иначе (рис. 11.7, *г*). В обоих случаях проводники имеют в плане Г-образную форму и располагаются с двух сторон платы (сплошная линия – наружная сторона платы, а штриховая – оборотная).

Приступая к компоновке элементов на УПП, вначале нумеруют точки соединений так, чтобы номера вызовов элементов (особенно транзисторов) следовали друг за другом. Затем нумеруют проводники УПП, после чего компонуют элементы так, чтобы номера их выводов совпали с номерами проводников УПП.

При необходимости расположить элементы иначе (если, например, какие-либо элементы надо разнести дальше) их выводам присваивают номера, максимально отличающиеся один от другого. В этом случае элементы окажутся расположенными в разных углах или частях УПП. Если выводы какого-либо элемента имеют номера, следующие друг за другом, то его можно перемещать вдоль проводников по всей их длине. Если же номера выводов отличаются намного, то элемент можно расположить только на пересечении соответствующих проводников.

Изменяя нумерацию монтажных точек, можно получить различные варианты компоновки, число которых равно числу сочетаний из числа монтажных точек по 2. Так, при семи монтажных точках в устройстве число вариантов равно 21, при десяти – 45, при 20–190 и т. д. Подбором нумерации можно выбрать такое расположение элементов, при котором обеспечиваются наилучшие условия их работы.

На рис. 11.8 приведен чертеж универсальной печатной платы, пригодной для любительских целей, и в качестве примера показаны два варианта компоновки усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 11.7, *а*. Плату изготавливают из двустороннего фольгированного гетинакса или текстолита толщиной 1,5... 2 мм. При отсутствии такого материала на

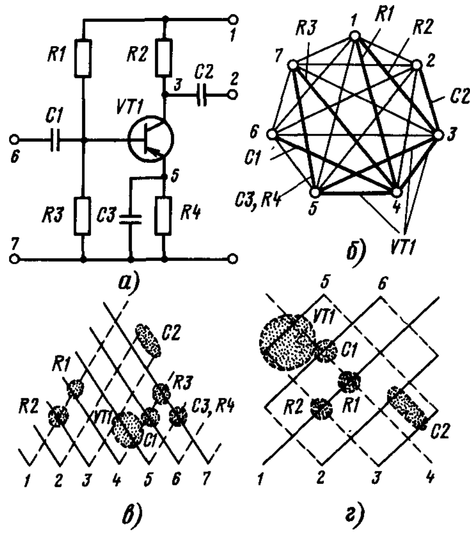


Рис. 11.7

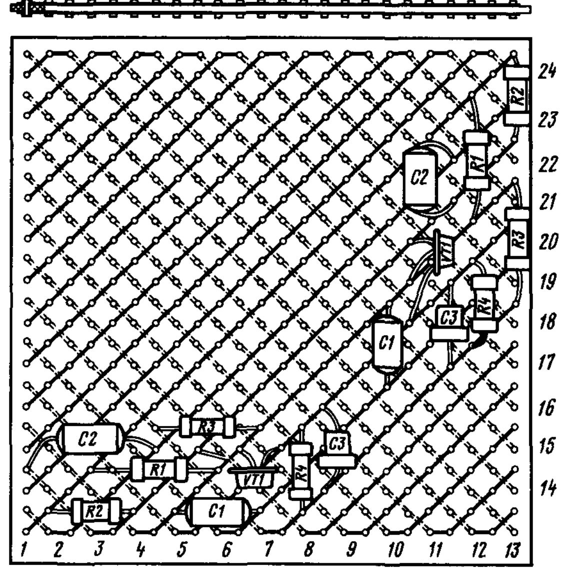


Рис. 11.8

обычный гетинакс или текстолит можно наклеить проводники, вырезанные из медной или латунной фольги (см. § 11.5).

11.3. КОНСТРУИРОВАНИЕ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Как правило, для каждого функционального узла или для малогабаритной радиоаппаратуры радиолюбители разрабатывают специальную печатную плату, основой которой является гетинакс или стеклотекстолит, облицованный медной фольгой с одной стороны, реже – с двух сторон.

Оригинал рисунка печатных проводников выполняют на координатной сетке, образуемой пересекающимися под прямым углом рядами параллельных линий. Для печатных плат промышленной аппаратуры принят стандартный шаг координатной сетки (расстояние между соседними параллельными линиями), равный 2,5 мм. В любительских конструкциях рекомендуется принимать такой же шаг либо шаг размером 5 мм. В узлах координатной сетки, т. е. на пересечениях ее линий, располагают «контактные площади». В отверстия, просверленные в центрах контактных площадок, будут впаиваться выводы элементов. В некоторых случаях, например при малых расстояниях между выводами какого-либо элемента, контактные площадки приходится делать и на линиях между узлами.

Электронная промышленность выпускает ряд типов элементов с расстояниями между осями выводов, равными стандартному шагу печатного монтажа 2,5 мм, с расстояниями, кратными по отношению к этому размеру: 5; 7,5 мм и т. д. или 1,25 мм. К числу таких элементов относятся, например, электролитические конденсаторы К50-6, керамические подстроечные конденсаторы КПК-МП, транзисторы серий ГТ322, КТ306, КТ312, КТ315, КТ316, КТ325, КТ326, микросхемы серий К224, К237 и др.

Расстояния между выводами других элементов с гибкими проволочными выводами (например, резисторов ВС, МЛТ, конденсаторов КД, КТ, БМ, МБМ, КМ) легко привести к размеру, кратному шагу координатной сетки 2,5 или 5 мм, соответствующей формовкой (изгибом) выводов элементов.

На рис. 11.9 показан пример компоновки на печатной плате УЗЧ, в котором использована микросхема К2УС245. Здесь позиционные обозначения элементов усилителя соответствуют его принципиальной схеме.

11.4. ПРОСТЕЙШИЕ КОНСТРУКТОРСКИЕ РАСЧЕТЫ

Расчет установочных параметров элементов

Установочный объем $V_{уст}$ элемента определяют исходя из максимальных (с учетом монтажа) размеров по ширине B, длине L и высоте H. Произведение этих величин с коэффициентом запаса 1,5 определяет установочный объем большинства элементов (кроме полупроводниковых и электровакуумных приборов, резисторов с большой мощностью расеяния и элементов, работающих при высоких напряжениях): $V_{уст} = 1,5\ BLH$.

Сумма установочных объемов элементов меньше полного объема устройства.

На практике обычно пользуются отношением суммы установочных объемов элементов к общему объему устройства. Для таких радиолюби-

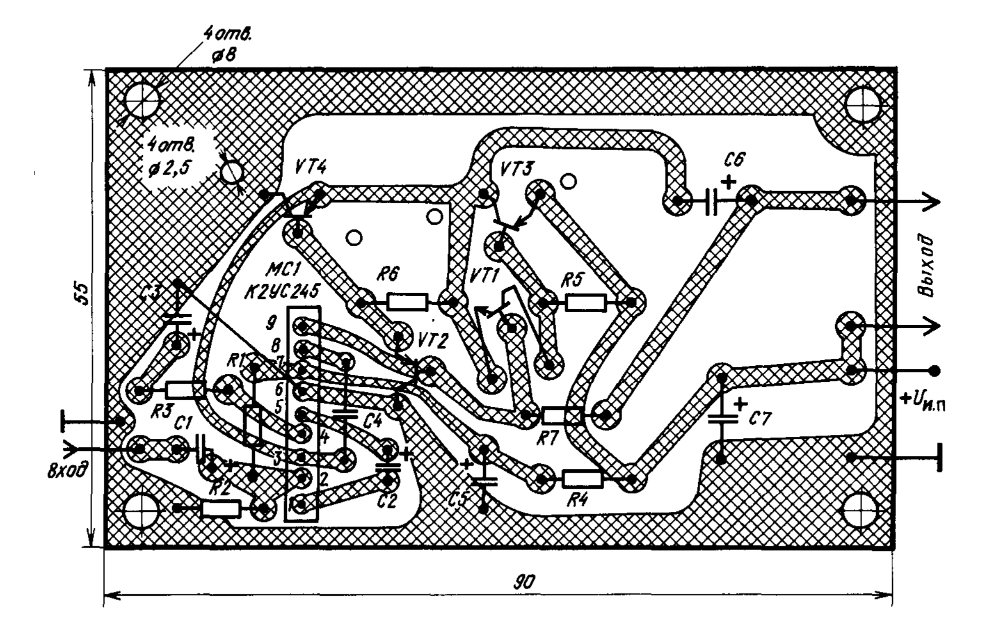


Рис. 11.9

тельских конструкций, как блоки питания или радиоприемники, это отношение составляет 0,3...0,6, а для передающих устройств – 0,2...0,3.

При компоновке элементов на плоских печатных платах оперируют понятием установочной площади элемента, которую для большинства элементов вычисляют по формуле $S_{уст} = 1{,}25\ BL$. При определении полной площади платы вводят коэффициент ее увеличения, равный 2...3 (другими словами, полная площадь будет в 2–3 раза больше установочных площадей всех элементов).

Оценка тепловых режимов

Детали радиоаппаратуры могут нагреваться за счет как внешних источников тепла (солнечная или тепловая радиация, повышение температуры окружающей среды), так и внутренних (резисторы с большой мощностью рассеивания, мощные транзисторы и диоды, трансформаторы питания и лампы). Повышение температуры влияет на электрические параметры устройства («уходит» настройка на радиостанцию, ухудшается качество работы, повышается энергопотребление, выходят из строя отдельные элементы и т. п.) и на работу различных его механизмов (верньерно-шкальных, лентопротяжных и т. п.), что проявляется в заедании осей, детонации звука и т. д.

Часто причиной нарушения нормальной работы служит неправильное расположение элементов устройства при компоновке. Так, если в передатчике рядом должны быть расположены мощная генераторная лампа и кварцевый резонатор, то их надо разделить тепловым экраном, исключающим перегрев кварца. В этом случае конвективные потоки тепла от лампы 1 (рис. 11.10) не попадут на кварцевый резонатор 2. Полированная поверхность металлического экрана 3 отражает большую часть лучистых потоков тепла. Для дальнейшего разделения использован теплоизоляционный экран 4, изолирующий кронштейн 5 от металлического экрана.

Этот пример указывает на то, что при компоновке элементов следует быть внимательным к тепловым потокам в устройстве. Расчеты тепловых режимов аппаратуры весьма сложны и, как правило, недоступны радиолюбителю-конструктору. Поэтому следует внимательно анализировать конструкцию, чтобы правильно оценить качественную картину процессов теплообмена. Для приближенной оценки можно ограничиться вычислением среднего потока тепловой энергии с единицы поверхности футляра. Поскольку КПД радиоаппаратуры обычно намного меньше единицы, то для такой оценки можно пользоваться отношением мощности, потребляемой от источника питания, к поверхности футляра. Это отношение не должно превышать примерно 0,02 Вт/см^2 для конструкций в металлическом корпусе и 0,01 Вт/см^2 – в пластмассовом или деревянном корпусе.

Расчет радиаторов для полупроводниковых приборов

Для обеспечения нормального режима работы мощных полупроводниковых приборов используют радиаторы различной конструкции, которые увеличивают эффективность теплоотвода, понижают температуру приборов, увеличивают надежность и срок их службы.

Для расчетов радиаторов необходимо знать параметры, определяющие так называемые тепловые сопротивления отдельных участков системы «полупроводниковый прибор – радиатор». К ним относятся тепловые сопротивления «коллекторный переход – корпус транзистора», «корпус транзистора – радиатор» и «радиатор – окружающая среда».

Тепловое сопротивление «коллекторный переход – корпус транзистора (диода)» определяется конструкцией самого прибора и, естественно, не может быть изменено. Для уменьшения теплового сопротивления «корпус транзистора (диода) – радиатор» поверхность радиатора в месте крепления полупроводникового прибора необходимо отшлифовать, проложить между ними тонкую свинцовую прокладку или смазать соприкасающиеся плоскости транзистора и радиатора невысыхающим маслом (например, си-

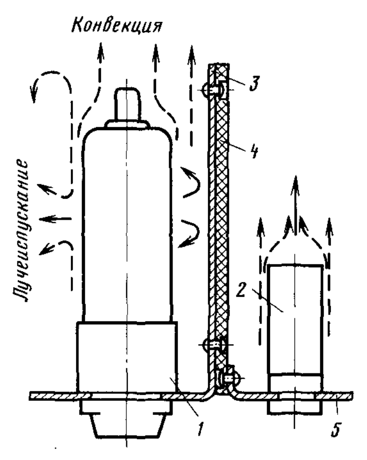


Рис. 11.10

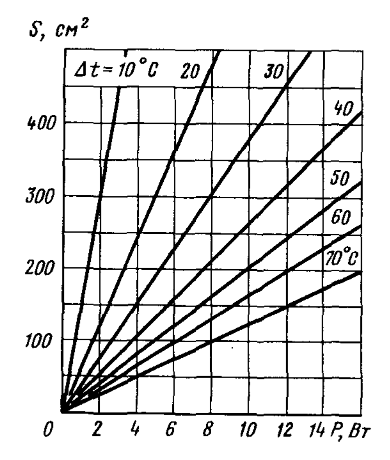


Рис. 11.11

ликоновым). Если корпус транзистора или диода необходимо изолировать от радиатора, то лучше изолировать весь радиатор от шасси.

Для изготовления в любительских условиях наиболее подходят радиаторы в виде прямой или изогнутой пластины. Расчет таких радиаторов несложен и может быть выполнен по графику, показанному на рис. 11.11. Зная рассеиваемую полупроводниковыми приборами мощность P (Вт) и допустимую температуру перегрева Δt (от 10 до 70°C), определяют площадь поверхности радиатора в виде пластины; ее толщина должна быть 2...4 мм. Следует учесть, что при введении слюдяной прокладки эффективность радиатора уменьшается на 20...50%, а это требует соответствующего увеличения его поверхности.

Конструкция радиаторов

Для изготовления радиаторов радиолюбителям наиболее доступны листовой алюминий или его сплавы. Использование для этого меди и ее сплавов нецелесообразно, хотя и несколько увеличивает эффективность радиатора. Дело в том, что радиаторы из этих материалов втрое тяжелее, к тому же медь очень вязка и поэтому плохо обрабатывается резанием.

Простейший радиатор представляет собой пластину (рис. 11.12, *а*). Для уменьшения теплового сопротивления между корпусом полупроводникового прибора и радиатором достаточно зачистить место установки полупроводникового прибора наждачной бумагой. Такой радиатор необходимо располагать вертикально, так как при этом почти вдвое увеличивается его эффективность. Если коллектор мощного транзистора должен быть соединен с металлической монтажной платой, ее можно использовать в качестве радиатора. Место установки диода или транзистора на радиаторе П-образной формы (рис. 11.12, *б*) необходимо обработать торцевой фрезой, чтобы получился ровный плоский участок необходимых размеров.

Основной недостаток самодельного ребристого радиатора (рис. 11.12, *в*) – большое тепловое соединение в местах прилегания отдельных пластин (на рисунке эти места выделены жирными линиями), вследствие чего часть поверхности пластин используется неэффективно. От этого недостатка свободны радиаторы, изготовленные из целого куска материала, например, фрезерованием (рис. 11.12, *г*).

Недопустимо для всех выводов транзистора средней или большой мощности делать в радиаторе общую прорезь. Отверстия в радиаторе, через которые проходят выводы электродов полупроводниковых приборов и винты, крепящие их накидные фланцы, должны быть возможно меньшего диаметра. Исключением из этого правила является крепление транзисторов серии ГТ403, которые накидными фланцами не комплектуются: отверстие в радиаторе должно иметь диаметр, при котором обеспечивается тугая посадка цилиндрической части корпуса транзистора в его отверстие.

Для эффективного отвода тепла к радиатору должен быть открыт доступ воздуха, поэтому всегда следует стремиться к тому, чтобы радиаторы были расположены вне корпуса устройства, например на его задней стенке. Горизонтальное расположение пластинчатого радиатора (рис. 11.12, *д*) менее целесообразно, чем вертикальное (рис. 11.12, *е*).

Конструкция уплотнений

Уплотнения применяют для защиты аппаратуры от проникания влаги и пыли. Уплотнительные прокладки (чаще всего резиновые) используют для герметизации мест стыка кожухов с крышками и вводов кабелей. Так, уплотнительная прокладка из резинового шнура (рис. 11.13, *а*) обеспечивает герметичность устройства при погружении его в воду на глубину до 2 м. Для герметизации мест вывода осей регулировочных элементов (осей переменных резисторов, валиков настройки и т. п.) применяют набор фетровых шайб толщиной 3 ... 10 мм (рис. 11.13, *б*), пропитанных жидкими смазочными материалами.

Оценка паразитных связей. Конструкция экранов

При конструировании радиоаппаратуры важно учесть паразитные электрические связи, которые могут возникнуть между элементами устройства. Расчет этих связей очень сложен,

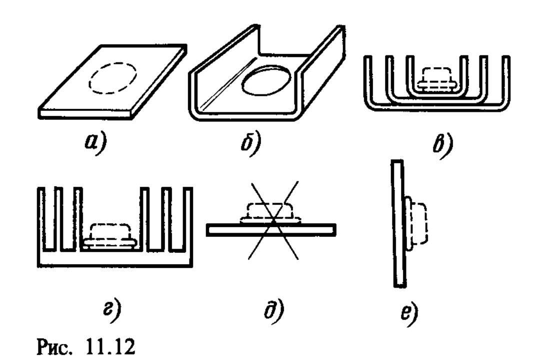


Рис. 11.12

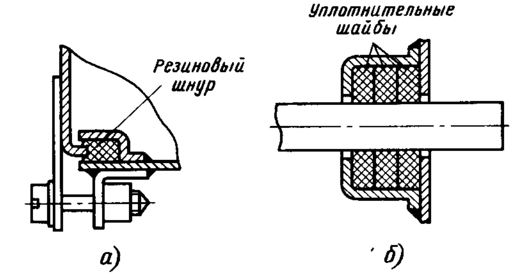


Рис. 11.13

поэтому остановимся только на некоторых конкретных рекомендациях по борьбе с ними.

Наиболее целесообразным способом защиты от паразитных взаимодействий является рациональная компоновка элементов устройства, но и в этом случае приходится использовать развязывающие фильтры и экраны.

Развязывающие фильтры представляют собой соединение резистора или катушки с конденсатором (рис. 11.14, *а*). Для развязки каскадов ВЧ и ПЧ сопротивление резистора фильтра R может быть от 100 Ом до 10 кОм, а емкость конденсатора С – от 0,05 мкФ до 4300 пФ. В развязывающих фильтрах НЧ устройств используют резисторы сопротивлением от 50 Ом до 1 кОм и конденсаторы емкостью от 100 до 3 мкФ.

Для экранирования электрического поля (это чаще всего паразитные емкостные связи, зависящие от расстояния между элементами) применяют металлические перегородки, проводники или кожухи, электрически надежно соединенные с общим проводом устройства (рис. 11.14, *б*). Экраны изготовляют из листовой меди, латуни или аллюминиевых сплавов толщиной от 0,3 до 1 мм (большую толщину выбирают не для повышения эффекта экранирования, а для того, чтобы обеспечить необходимую механическую прочность экрана).

Экранирование магнитного поля, создаваемого трансформаторами ЗЧ и трансформаторами питания, выполняется с помощью замкнутых экранов, изготовленных из материалов с высокой магнитной проницаемостью (специальные стали, пермаллой). Магнитные головки магнитофонов защищают от внешних электромагнитных полей многослойными экранами (пермаллой – латунь – пермаллой).

Экран катушек при плотной компоновке элементов целесообразно делать квадратного сечения. Размеры экрана следует выбирать так, чтобы они были примерно вдвое больше соответствующих размеров катушки (рис. 11.14, *в*, 2), а ее расположение в экране должно быть таким, как показано иа рис. 11.14, *в*, 3.

Экранированные провода следует применять только в крайнем случае, так как они обладают сравнительно большой емкостью, а это в ряде случаев нежелательно. Кроме того, экранированные провода громоздки и требуют защиты оплетки от соединения с другими деталями и экранами, для чего приходится применять изоляционные оболочки. Необходимо экранировать кабели микрофонов и провода от звукоснимателей, записывающих и воспроизводящих магнитных головок.

Экранированным проводом или кабелем часто соединяют антенный соединитель или гнезда с входным устройством телевизора либо высокочувствительного радиоприемника. Соединять экранирующие оплетки с общим проводом (шасси) устройства следует так, как показано на рис. 11.14, *г*.

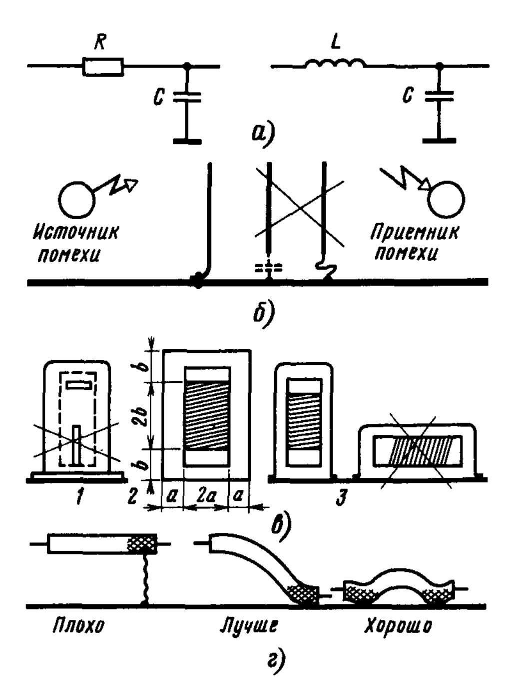


Рис. 11.14

Примеры конструкторских расчетов

Расчет установочной площади микросхемы. Ширина и длина корпуса микросхемы 12 мм. Установочная площадь $S_{уст} = 1,25$ BH $=$ $= 1,25 \times 1,2 \times 1,2 = 1,8$ см^2. С учетом коэффициента использования площади печатной платы (2 ... 3) установочная площадь равна 3,6 ... 5,4 м^2.

Расчет установочного объема элемента. Размеры резистора МЛТ-1 (с учетом монтажа): ширина (с зазором) 7, длина 20, высота (с учетом толщины платы и пайки) 9 мм. Установочный объем $V_{уст} = 1,5$ BLH $= 1,5 \times 0,7 \times 2 \times 0,9 =$ $= 1,89$ см^3. Этот установочный объем можно использовать при компоновочных расчетах только при нагрузке резистора, не превышающей 0,1 ... 0,2 номинальной. Для конденсатора и остальных элементов определенные таким способом установочные объемы вполне пригодны для практических целей.

Расчет коэффициента использования объема. Сумма установочных объемов элементов 560 см^3, общий объем устройства 1580 см^3. Коэффициент использования объема 560 : 1580 = 0,354.

Сумма установочных объемов элементов приемника 275 см^3. Приняв коэффициент использования объема равным 1/3, получаем, что общий объем приемника должен быть не менее 825 см^3. При использовании в приемнике динамической головки ∅ 60 мм и магнитной антенны с сердечником длиной 120 мм толщина приемника (без учета толщины стенок футляра) должна быть равна 825 : (6 × 12) = 11,4 см (114 мм). Из сравнения полученных размеров с размерами деталей, определяющих размеры приемника, видно, что такой приемник выполнить можно.

Расчет удельной тепловой плотности. Измерительный генератор в металлическом корпусе потребляет от сети 10 Вт. Площадь поверхности корпуса (без учета площади основания) равна 832 $см^2$. Удельная плотность 10:832 = 0,012 Вт/$см^2$. Полученное значение меньше допустимого (0,02 Вт/$см^2$), что гарантирует нормальную работу прибора. Если бы генератор был не в металлическом, а в деревянном или пластмассовом футляре, то для обеспечения нормального теплового режима его работы пришлось бы либо увеличить поверхность футляра, т. е. его объем, либо сделать в нем вентиляционные отверстия, либо, наконец, поставить радиаторы на все приборы с большей мощностью рассеивания.

Расчет радиатора. Транзистор должен нормально работать при температуре окружающей среды до 40°С. Допустимая температура его коллекторного перехода не должна превышать 85°С (т. е. перегрев не должен быть выше 45°С). При рассеиваемой мощности 5 Вт и перегреве 50°С (с запасом 5°С) по графику на рис. 11.11 находим S = 100 $см^2$.

11.5. ЭЛЕКТРОМОНТАЖНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ И МОНТАЖ ЭЛЕМЕНТОВ

Основные требования техники безопасности

При выполнении монтажных, намоточных, слесарных и столярных работ радиолюбителю-конструктору приходится иметь дело и с высоким напряжением, и с раскаленными предметами, и с острыми и быстро вращающимися инструментами или звеньями механизмов, и с агрессивными химическими веществами.

Для предохранения от поражения высоким напряжением запрещается выполнять электромонтажные работы в работающей радиоаппаратуре (особенно ламповой и с высоковольтными транзисторами и тиристорами). Снятие статического заряда (особенно опасного для полевых транзисторов и многих микросхем) обеспечивается применением заземляющего браслета. Можно использовать обычный металлический браслет от часов, соединенный с проводом заземления через резистор сопротивлением 1 МОм.

Необходима аккуратность и осторожность при работе с горячим паяльником, слесарными и столярными инструментами, клеями, лаками, кислотами и щелочами.

При работе с электрическим паяльником надо соблюдать следующие правила:

1. Периодически проверять омметром отсутствие замыкания между корпусом паяльника и нагревательным элементом. Такое замыкание может стать причиной поражения током и порчи припаиваемых элементов. Поэтому рекомендуется работать с паяльником, жало которого заземлено.

2. Использовать устойчивую подставку для паяльника, что предохранит его от падения, а работающего от ожогов.

3. Ни в коем случае не выполнять пайку в работающем (особенно высоковольтном) устройстве, так как случайное замыкание может вывести устройство из строя и быть причиной травмы.

При работе со слесарными инструментами надо быть внимательным и аккуратным, чтобы не пораниться резаком, напильником, лобзиком, сверлом или обрабатываемой деталью. Для этого необходимо:

1. Надежно зажигать сверло в патроне дрели специальным ключом.

2. Просверливаемую деталь надежно закреплять, иначе она в конце сверления может начать вращаться вместе со сверлом, либо (при работе вдвоем) помощнику прочно удерживать деталь. Особенно осторожным и внимательным нужно быть при сверлении тонколистовых метариалов.

3. Вырубание фасонных отверстий надо выполнять обязательно на массивной металлической подставке.

4. При работе с резаками обязательно подкладывать под разрезанный лист фанерную прокладку, чтобы не повредить стол.

При работе с химическими веществами следует строго соблюдать все рекомендации по растворению, смешиванию, последовательности выполнения операций и температурному режиму. Работать необходимо в халате, а в отдельных случаях – в перчатках и защитных очках. Прежде всего необходимо оберегать глаза, губы и слизистые оболочки носа и горла, которые наиболее чувствительны к воздействию химических веществ. На рабочем месте в аптечке надо иметь чистую вату и марлю (можно бинт), 5 %-ный раствор соды, вазелин, 2 %-ный раствор уксусной, лимонной или борной кислоты, настойку йода и лейкопластырь (желательно бактерицидный).

На участке тела, обожженного паяльником или брызгами припоя, надо сделать содовую примочку, а потом пораженное место смазать вазелином. Места ожогов кислотами обильно промыть водой и смочить содовым раствором. Место ожога щелочами нужно обильно обмыть раствором уксусной (лимонной или борной) кислоты. При порезах и царапинах ранку залить раствором йода и заклеить лейкопластырем.

Если вы подверглись кратковременному удару током, необходимо прекратить работу до восстановления нормального состояния (прекращения головокружения, исчезновения зрительных и слуховых галлюцинаций и т. п.). При сильном поражении током пострадавший, как правило, не в состоянии оторваться от токоведущего провода. В этом случае надо возможно быстрее, строго соблюдая при этом правила личной безопасности, выключить ток, сделать пострадавшему искусственное дыхание, расстегнуть одежду, поднести к носу кусочек ваты, смоченной нашатырным спиртом, или спрыснуть лицо холодной водой и немедленно вызвать врача.

Области использования различных электромонтажных соединений

Основой электромонтажных соединений являются проводники из металлов или сплавов с малым сопротивлением, которое соединяют способами, обеспечивающими минимальное переходное сопротивление. В радиолюбительской практике наибольшее распространение получили медные одно- или многожильные провода в изоляции (или без нее) и плоские ленточные проводники, которые получают в результате травления фольгированного материала.

Для соединения проводников используют пайку, штепсельные соединители и всевозможные зажимные устройства (зажимы, винты). Основной способ соединений в радиоаппаратуре – пайка. Другие виды соединений используются только как вспомогательные.

Проволочный монтаж

Для проволочного навесного монтажа используют медный посеребренный или луженый провод ∅ 0,6 ... 1,5 мм. Так как при навесном монтаже провода находятся на сравнительно большом расстоянии (2 ... 10 мм), то обычно нет необходимости защищать их от соединений. Исключение составляют длинные перекрещивающиеся провода, которые необходимо изолировать изоляционными трубочками. Для надежности соединения – механической и электрической (удельное сопротивление припоя в 10 раз выше сопротивления меди) проводники рекомендуется предварительно закреплять (рис. 11.15, *а*).

Одножильный провод используют и при монтаже на платах с монтажными пистонами и лепестками (рис. 11,15, *б*). При пересечении проводников на них необходимо надеть изоляционные трубки. Лучше всего использовать трубки из ткани, пропитанной электроизоляционным лаком, так как они более стойки к воздействию температуры (например, при пайке). Пластмассовые трубки из поливинилхлорида, полиэтилена при пайке могут оплавиться, из-за чего возникнут замыкания.

Жгутовый монтаж выполняют гибким многожильным проводом с одно- или двухслойной нитяной оплеткой (из шелковой или синтетической нити) и пластмассовой оболочкой. Для того чтобы жгут сохранял круглую форму, его либо обвязывают нитками, либо крепят скобками, клейкой лентой или клеем (рис. 11.5, *в*). Жгуты обвязывают ниткой так, чтобы при ее продергивании получались самозатягивающиеся петли. Для прочности нитки, предназначенные для работы в условиях высокой влажности, протирают воском. Жгут прикрепляют к шасси специальными скобами. Если скоб много, то обвязку можно и не делать. При закреплении проводов клейкой лентой обмотку следует начинать с самого тонкого сечения жгута, иначе при высыхании клея форма жгута может измениться. Проводники можно склеить в плоский жгут и приклеить его к плате или к шасси; однако если шасси изготовлено из металла, то между проводниками и шасси будут большие паразитные емкости.

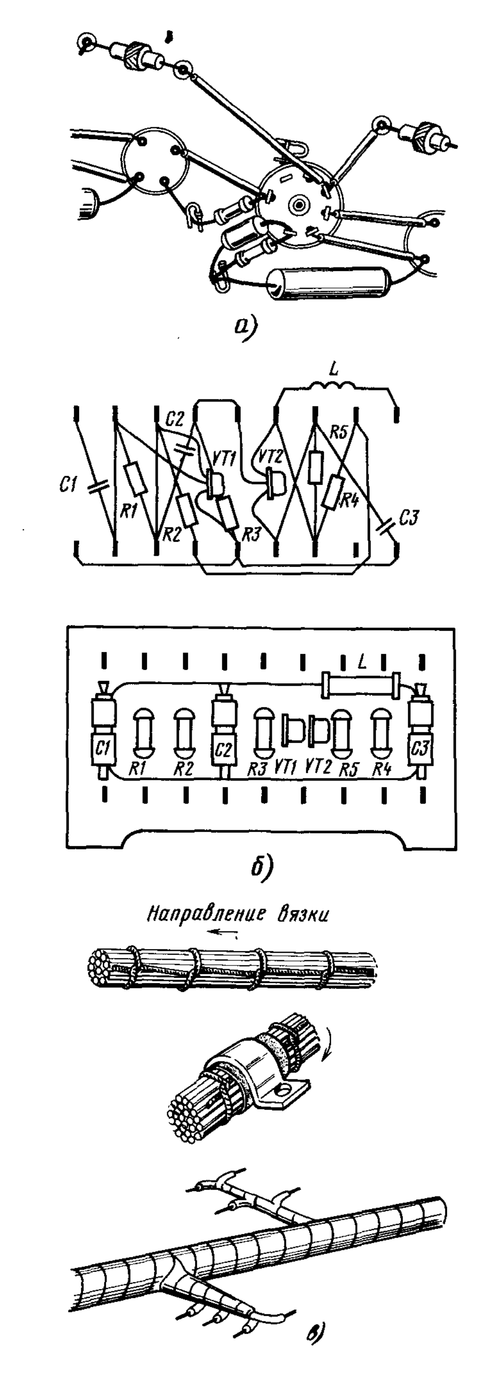


Рис. 11.15

Очень важно правильно зачистить провод. Эмалевую изоляцию удаляют мелкой наждачной бумагой (рис. 11.16, *а*). Таким же способом можно удалить нитяную изоляцию, если ее предва-

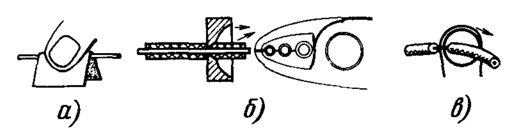


Рис. 11.16

рительно обжечь в пламени спички или спиртовки. Многожильные эмалированные провода освобождают от изоляции, нагревая конец провода в пламени, а затем погружая его в спирт. Эмаль при этом растрескивается и частично осыпается. После этого провод достаточно протереть ваткой, смоченной спиртом, или самой мелкозернистой наждачной бумагой. Провод, изолированный высокопрочной эмалью (ПЭВ), можно зачищать только наждачной бумагой.

Для удаления пластмассовой или нитяной изоляции удобно пользоваться кусачками, в губках которых просверлены отверстия с острозаточенными краями (рис. 11.16, *б*). Очень простое и эффективное приспособление для удаления изоляции – обжигалка (рис. 11.16, *в*), представляющая собой виток провода спирали от электроплитки. Длину провода подбирают такой, чтобы при подключении его к источнику низкого напряжения (2 ... 6 В) спираль нагревалась до красного каления за 2 ... 5 с. Раскаленной спиралью сжигают изоляцию в месте касания, и отделившийся ее кусок легко снимается.

Последовательность операции заделки многожильного провода под зажим или винт показана на рис. 11.17, *а*. Для предотвращения разлохмачивания оплетку из ниток оклетневывают (рис. 11.17, *б*). Конец металлической оплетки экранированного провода зачищают от разлохмачивания пропайкой проволочных манжет или самой оплетки (рис. 11.17, *в*).

Печатный монтаж

Контуры печатных проводников с оригинала (§ 11.3) переносят с помощью копировальной бумаги на поверхность платы соответствующего размера, изготовленной из фольгированного гетинакса или стеклотекстолита (рис. 11.18, *а*). При этом нужно быть очень внимательным, чтобы по ошибке не получить на плате зеркальное изображение проводников. Проводники требуемой конфигурации получают химическим травлением или вырезают их контуры механическим способом.

Химическое травление. Участки фольги, которые на полученном рисунке должны оставаться в виде проводников, покрывают нитролаком, цепонлаком или клеем БФ, подкрашенным несколькими каплями чернил (рис. 11.8, *б*). После

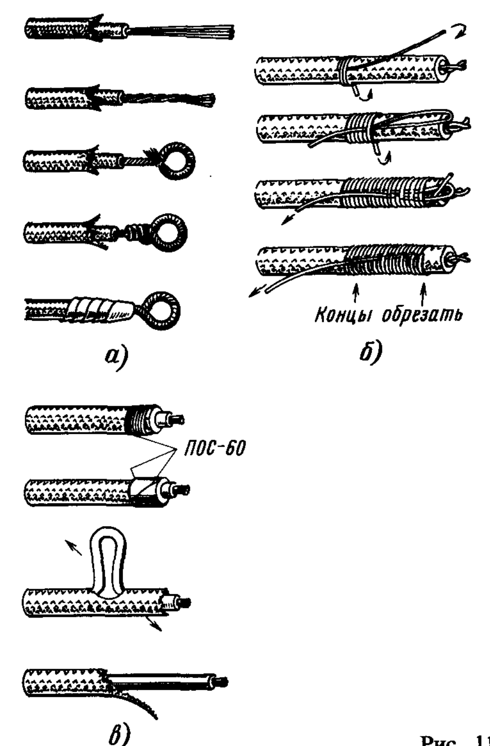


Рис. 11.17

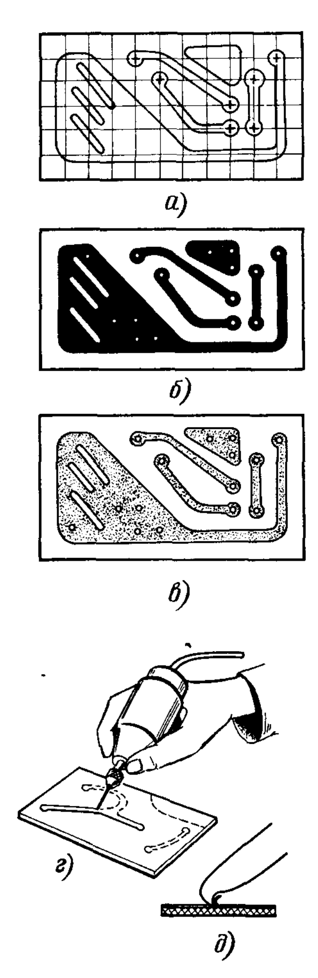


Рис. 11.18

высыхания краски рисунок проверяют на соответствие чертежу проводников и при необходимости счищают все подтеки краски скальпелем. Затем помещают плату в раствор хлорного железа плотностью 1,3 (в стакан емкостью 200 см^3 кладут 150 г хлорного железа заливают до краев водой). Само травление лучше вести в фотокювете подходящего размера, помешивая раствор стеклянной палочкой или покачивая кювету. При нормальной комнатной температуре процесс травления медной фольги заканчивается примерно через 1 ч, а при температуре раствора 40 ... 50°С – через 10 ... 15 мин. Готовую плату (рис. 11.18, *в*) тщательно промывают сначала в холодной, а затем в горячей воде, быстро сушат (например, с помощью фена) и сразу же покрывают жидким канифольным лаком (раствором канифоли в спирту). В таком виде проводники платы длительное время сохраняют способность к легкой пайке.

Механический способ. По линиям, ограничивающим поверхности фольгированного материала, с которых необходимо удалить фольгу, с помощью фрезы зубоврачебного бора, зажатого в патрон, укрепленный на валу быстроходного электродвигателя (рис. 11.18, *г*), «сфрезеровывают» фольгу на глубину, несколько большую, чем ее толщина. Эту же работу можно выполнить с помощью резака, изготовленного из обломка ножовочного полотна (рис. 11.18, *д*). Поверхность готовой платы до установки деталей тщательно очищают от металлических стружек и пыли и также покрывают канифольным лаком. Следует учесть, что из-за нарушения поверхности изоляционного материала качество изготовленной механическим способом платы хуже, чем при применении метода травления фольги. Тонкий фольгированный гетинакс для получения проводников механическим способом непригоден.

В центрах контактных площадок просверливают отверстия диаметром, несколько большим, чем диаметр выводов применяемых элементов (радиодеталей).

Фольгированный материал для печатных плат можно изготовить и в домашних условиях. Основой могут служить гетинакс, текстолит, стеклотекстолит толщиной 1 ... 2 мм; фольгу можно взять медную или латунную толщиной примерно 0,05 ... 0,06 мм. Зачистив материал основы и одну сторону фольги мелкозернистой наждачной бумагой, их промывают в растворе соды, ацетоне или эфире (можно просто тщательно протереть их поверхности марлевым тампоном с обезжиривающим составом) и покрывают тонким слоем клея БФ-2 и БФ-4. После того как один слой слегка подсохнет, наносят на основу и фольгу второй слой клея, помещают их под пресс и сушат в течение 48 ч при комнатной температуре или 3... 4 ч при температуре 100°С.

Монтаж элементов радиоаппаратуры

На печатных платах с односторонним фольгированием транзисторы, полупроводниковые диоды, резисторы и конденсаторы размещают со стороны, свободной от фольги, пропускают их выводы сквозь отверстия в контактных площадках и припаивают выводы к печатным проводникам.

При монтаже полупроводниковых диодов, транзисторов, микросхем, резисторов, конденсаторов, переключателей, реле, ламповых панелей и соединителей следует руководствоваться правилами их монтажа, выполнение которых гарантирует нормальную работу этих элементов. Эти правила следующие:

1. Так как современные элементы имеют малые размеры, а некоторые и сложное устройство, все электромонтажные операции надо выполнять тщательно и аккуратно.

2. Перед пайкой можно проводить формовку только выводов, выполненных из тонкого материала. При этом выводы допустимо изгибать на расстоянии не менее 5 ... 8 мм от корпуса или вершины стеклянного проходного изолятора (рис. 11.19, *а*), а радиус изгиба должен быть по крайней мере в 3 раза больше диаметра вывода (рис. 11.19, *б*).

3. Пайку выводов обычных радиоэлементов, в том числе биполярных транзисторов, можно выполнять с применением стандартного паяльника мощностью 40 Вт, рассчитанного на непосредственное включение в электросеть напря-

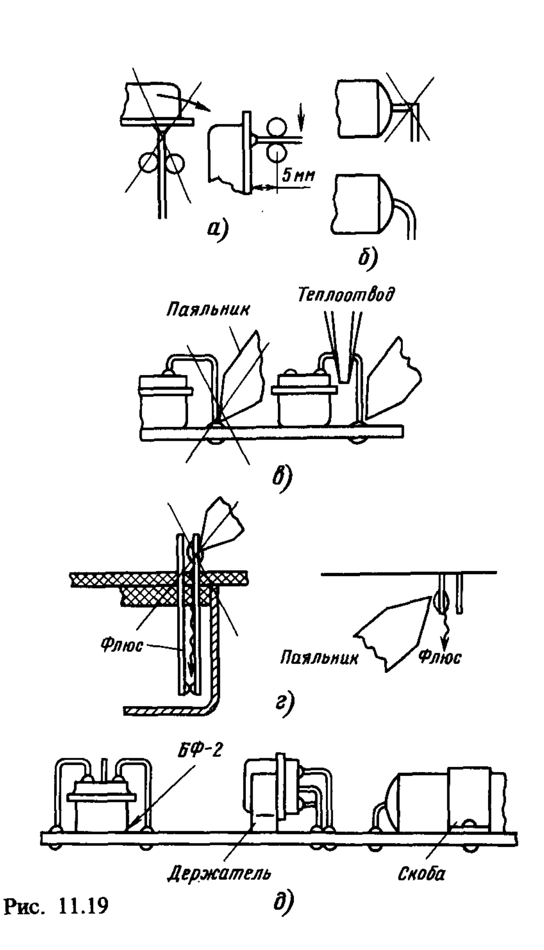


Рис. 11.19

жением 220 или 127 В. При монтаже аппаратуры с полевыми транзисторами и микросхемами следует применять низковольтный паяльник с регулируемой температурой нагрева. Включают такой паяльник через понижающий трансформатор, заземляя его вторичную обмотку. Применение автотрансформатора недопустимо!

Процесс пайки должен быть кратковременным – не более 3 ... 8 с. Повторную пайку того же соединения (при необходимости) можно проводить не ранее чем через 3 ... 4 мин.

Выводы элементов во время пайки необходимо держать плоскогубцами (рис. 11.19, *в*) или использовать другой какой-либо теплоотвод, иначе возможен перегрев элементов, что может привести к необратимому ухудшению их параметров (наиболее чувствительны к перегреву полупроводниковые приборы и микросхемы).

4. Поскольку полевые транзисторы и микросхемы могут быть повреждены электрическими зарядами небольшого потенциала, при монтаже этих полупроводниковых приборов необходимо принимать следующие дополнительные меры защиты:

а) работу проводить на столе, поверхность которого покрыта хлопчатобумажным материалом или антистатическим линолеумом;

б) применять деревянные стулья с матерчатой (не синтетической!) обивкой и электропроводящие настилы под ногами, обувь на кожаной подошве и одежду из хлопчатобумажной ткани;

в) заземлять надежно рабочий инструмент (жало паяльника, пинцет и т. п.) и корпус (общую шину) монтируемого устройства, панели; использовать заземляющий браслет;

г) исключать возможность соприкосновения выводов полевых транзисторов и микросхем с предметами, для которых свойственна возможность сильной электризации, например с предметами из синтетических материалов.

5. Пайку выводов переключателей и реле следует вести так, чтобы в контакты не попали расплавленный флюс и припой (рис. 11.19, *г*), которые могут нарушить нормальную работу этих элементов.

6. При подпаивании проводников к контактам ламповых панелей или соединителей необходимо в панели вставлять радиолампы, а в соединители – их ответные части: это уменьшает вероятность затекания в контакты расплавленного припоя и флюса.

7. Для закрепления деталей (кроме малогабаритных) на плате следует пользоваться клеем, специальными держателями и скобами (рис. 11.19, *д*).

Особенности монтажа и демонтажа микросхем

Современные радиоэлектронные устройства выполняют на микросхемах различных типов. Особенности монтажа и демонтажа микросхем определяются их конструкцией. Большинство микросхем не терпят нагревания, поэтому при пайке их выводов используют припои ПОСВ-33, ПОСК-50 и ПОС-61 с пониженной температурой плавления (130 ... 182°C) с применением спиртоканифольного флюса. Очень важно использовать рациональные приемы монтажа и демонтажа, так как в домашних условиях радиолюбителю трудно выполнить в полном объеме рекомендации соответствующих отраслевых стандартов. Описания некоторых приемов и особенностей применяемых инструментов были даны выше.

Паяльник для монтажа и демонтажа микросхемы должен иметь мощность не более 40 Вт и пониженное напряжение питания (12 ... 36 В). Целесообразно снабдить паяльник набором сменных жал различных размеров и форм.

По конструкции выводов микросхемы можно разделить на две группы: с гибкими проволочными или ленточными выводами и с выводами в виде луженых контактных площадок или жестких лент. Монтируют микросхемы в следующем порядке.

Устанавливают и фиксируют ее выводами в отверстиях или на площадках платы, предварительно слегка смоченных флюсом, набирают на жало паяльника минимальное количество припоя и последовательно выполняют пайку всех соединений. Для того чтобы уменьшить вероятность перегрева микросхемы, не следует паять подряд выводы, расположенные рядом. Один из рекомендуемых вариантов последовательности пайки четырнадцативыводной микросхемы таков: 10–14–3–9–13–4–8–12–5–1–11–6–2–7.

При монтаже и демонтаже микросхем в металлическом корпусе удобно пользоваться небольшим магнитом с прикрепленной к нему ручкой из жести. С его помощью легко установить микросхему на контактное поле платы и припаять два – четыре вывода. После этого магнит снимают и паяют остальные выводы.

При демонтаже микросхемы серии К155 и других в таком же корпусе очень полезным будет захват, который после расплавления припоя на всех выводах позволяет быстро снять микросхему с платы. Его можно изготовить из лабораторного зажима «крокодил». К опиленным губкам зажима припаивают или приклепывают две загнутые Г-образно пластины толщиной 0,8 ... 1 мм. Когда губки зажима разжаты, захват надевают на микросхему со стороны торцов, вводя под нее загнутые концы пластин. После расплавления всех выводов захватом выдергивают микросхему из отверстий платы.

Перед монтажом микросхем серий К133, К134 и других в подобном корпусе их выводы обычно формуют, т. е. изгибают так, чтобы обеспечить одновременное прилегание к плате всех выводов. Сформовать выводы можно пинцетом, узкогубцами, но быстрее и лучше всего – в специальном приспособлении, состоящем из пуансона и матрицы (рис. 11.20). Их можно изготовить из органического стекла, текстолита, дюралюминия, латуни. Для более надежной работы приспособления его следует снабдить двумя направляющими хода пуансона (на рисунке не показаны). Направляющие можно изготовить из винтов М3 или М4 либо использовать готовые направляющие от соединителей ГРПМ.

При макетировании устройств на микросхемах бывает рациональнее использовать панели, подобные транзисторным или ламповым, а не

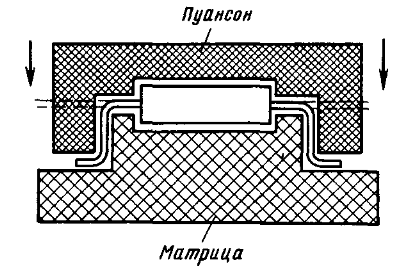


Рис. 11.20

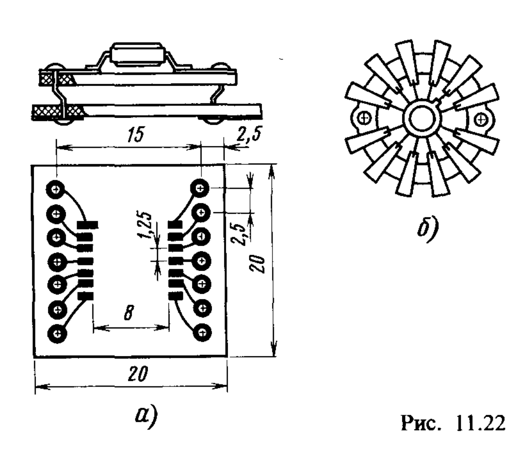


Рис. 11.22

перепаивать каждый раз выводы микросхемы, рискуя ее испортить. Панель обычно изготовляют из органического стекла, текстолита либо другого легко обрабатываемого изоляционного материала. Контакты можно использовать как готовые от заводских соединителей серий МНР или РГН, от панелей пальчиковых ламп, транзисторов, так и самодельные из гартованной латуни или бронзы.

Простую панель легко изготовить из резинки для стирания карандаша. Вырезают из резинки брусок размерами 22 × 14 × 9 мм. В нем по кондуктору сверлят необходимое число отверстий сверлом диаметром 1 ... 1,2 мм. Из тонкой медной или латунной фольги вырезают ленты шириной 1,2 ... 1,5 мм и длиной около 32 мм, сгибают их в виде буквы Y и вставляют в отверстие в резинке. Панель приклеивают к печатной плате клеем 88 Н, а выводы пропускают в отверстия в плате и припаивают к проводникам.

Микросхемы серии К133 (и другие в подобном корпусе) демонтировать с печатной платы удобно следующим образом. Лезвие безопасной бритвы разламывают так, как показано на рис. 11.21, и вводят под корпус микросхемы с тем, чтобы оно упиралось в места паек одного – трех крайних выводов. Нагревая паяльником одновременно эти пайки, лезвие смещают с усилием в направлении стрелки и при этом отделяют выводы от платы.

Для упрощения монтажа микросхем в круглых корпусах (серия К140 и др.) на печатную плату можно использовать пластмассовую втулку, с которой поставляются микросхемы. В плате сверлят отверстие диаметром 7,6 мм под втулку и вклеивают ее клеем БФ-2 так, чтобы бортик выступал с той стороны, где будет установлена микросхема. Выводы микросхемы вставляют в отверстие втулки, отгибают и распаивают на контактные площадки.

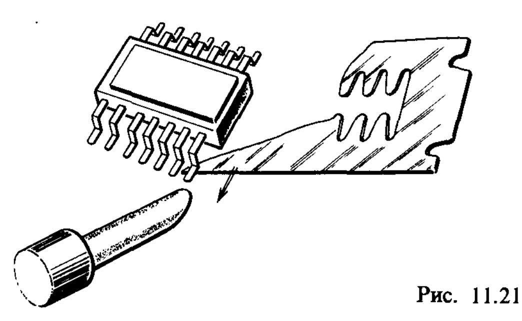


Рис. 11.21

В макетных и некоторых других устройствах иногда целесообразно выводы микросхем соединять не печатными, а навесными проводниками. Для этого лобзиком пропиливают в плате узкие щели, вводят в них выводы, отгибают их в разные стороны и припаивают к ним проводники диаметром 0,2 ... 0,3 мм.

При макетировании и ремонте устройств на микросхемах иногда удобно пользоваться платами-переходниками. Их устройство и способ монтажа показаны на рис. 11.22, *а*. Разметить контактную площадку под микросхему можно посредством испорченной микросхемы с формованными выводами. К корпусу микросхемы припаивают ручку из медной проволоки. Смазав выводы лаком, «печатают» контактные площадки на фольге заготовки печатной платы. После этого соединительные проводники вычерчивают рейсфедером или пером. В качестве переходника можно использовать плату статора галетного переключателя. К внутренним концам контактных лепестков платы припаивают выводы микросхемы, а к наружным – детали устройства (рис. 11.22, *б*). Для удобства монтажа выводы переходника следует пронумеровать.

11.6. ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИЙ

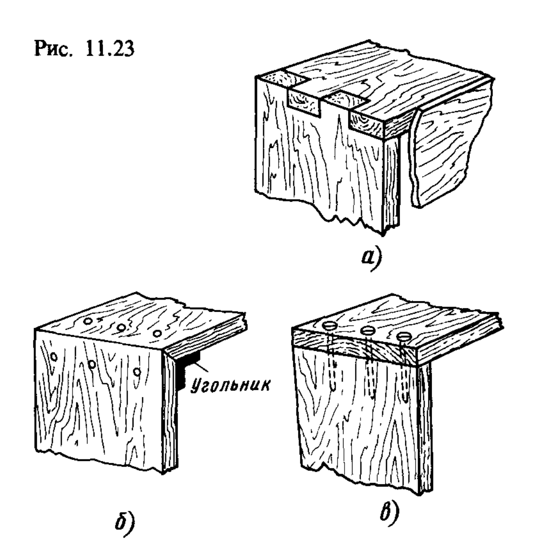
Футляры и кожухи

Футляр и кожух – неотъемлемые части радиоустройств. Их назначение состоит в том, чтобы защитить радиодетали и монтаж от внешних механических и климатических воздействий, обеспечить необходимые акустические и эстетические показатели, удобство эксплуатации.

Футляры изготавливают из дерева, пластмассы или папье-маше, кожухи – из металла. Кожухи обладают повышенной механической прочностью и защищают конструкцию от электрических помех. Чаще всего металлические кожухи используют в измерительных приборах.

Футляры для малогабаритных радиоприемников могут иметь рамочную конструкцию (рис.

Рис. 11.23



11.23), основой которой является рамка из деревянных планок толщиной 3 ... 5 мм, а передняя и задняя стенки изготовлены из тонкой фанеры. Углы рамки можно связать в шип (рис. 11.23, *а*), соединить с помощью металлических угольников (рис. 11.23, *б*) или шурупов (11.23, *в*). Вариант соединения, показанный на рис. 11.23, *б*, рекомендуется в том случае, если футляр необходимо покрыть лаком.

Для легких малогабаритных устройств футляр можно изготовить из папье-маше. Для этого из куска дерева или пенопласта делают модель футляра, покрывают ее воском и последовательно оклеивают влажными листами газетной бумаги с жидким столярным клеем, давая каждым двум-трем слоям просохнуть. После окончательной сушки в течение двух-трех суток футляр грунтуют, окрашивают, аккуратно распиливают, еще раз окрашивают и полируют.

Кожухи изготавливают из листовых (толщиной 0,5 ... 1,5 мм), алюминиевых и медных сплавов (латуни) и жести. Пайка алюминия и его сплавов в домашних условиях затруднена, поэтому детали кожухов из этих материалов соединяют заклепками или винтами. Латунь и жесть легко паяются, что значительно упрощает изготовление кожухов.

Декоративное покрытие

Деревянные поверхности отделывают различными способами: окрашивают, лакируют, оклеивают декоративными пленками. До окрашивания футляр необходимо хорошо просушить, аккуратно замазать все щели и неровности поверхности шпатлевкой (лучше использовать нитрошпатлевку, которая быстро сохнет и хорошо шлифуется). После этого футляр покрывают вначале двумя-тремя слоями грунта, а затем тремя – пятью слоями нитроэмали. Очень удобно пользоваться грунтами и эмалями в аэрозольной упаковке рижского химического завода «Аэрозоль». В аэрозольной упаковке выпускаются грунт марки 147 и нитроцеллюлозные эмали разного цвета. Можно использовать и нитроэмали для кожи. После окраски поверхность футляра полируют.

При лакировке требуется очень тщательная подготовка поверхности: заделка пороков древесины с учетом ее рисунка, неоднократная шлифовка предварительно смоченной поверхности вдоль и поперек волокон (для удаления ворса) и сушка. После этого с помощью пульверизатора наносят мебельный лак НМЦ (светлый или темный).

Используя самоклеящуюся декоративную отделочную пленку марки ПДС 0,12, можно без особых затрат труда и времени получить сравнительно высокое качество отделки. Пленка хорошо приклеивается к древесине, металлу, древесно-стружечной плите и другим материалам. Прочность приклеивания тем выше, чем меньше воздушных пор под пленкой.

Для отделки больших поверхностей можно использовать декоративный бумажно-слоистый пластик (ГОСТ 9590–76), на поверхность которого нанесен рисунок, имитирующий ценные породы древесины, малахит, мрамор и т. п.

Шкалы и приводные устройства

Шкала радиоприемника или измерительного прибора должна обеспечить оператору удобство в работе и иметь определенную эстетическую ценность, так как она обычно является одним из композиционных центров внешнего вида изделия. Неотъемлемым элементом шкалы является ее приводное устройство.

Конструкции шкал и приводных устройств показаны на рис. 11.24, *а*, *б* и *г*. Круглая шкала может быть выполнена в виде плоского диска,

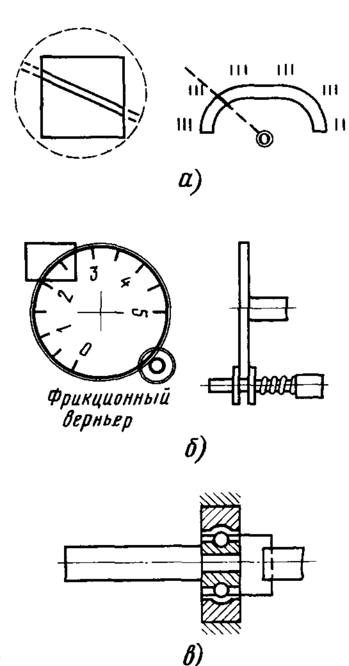


Рис. 11.24 *а*, *б*, *в*

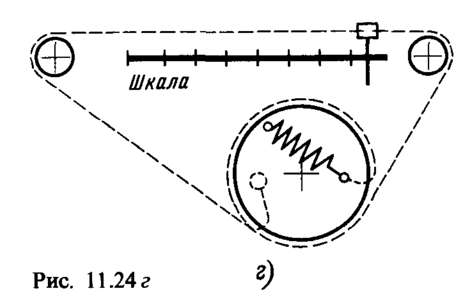


Рис. 11.24 г

к которому прижимается осью так называемый фрикционный верньер. Если диск тонкий, то на оси верньера ставят подпружиненную шайбу (рис. 11.24, *б*). Малогабаритный верньер, обеспечивающий передаточное число около 3, можно изготовить из шарикоподшипника (рис. 11.24, *в*).

Верньер может быть выполнен на основе фрикционных и зубчатых передач (например, от механизмов старых часов) или передачи с гибкой нитью (тросиком) – рис. 11.24, *г*. Тросиком могут служить металлическая струна от балалайки или мандолины, жильная струна скрипки, многожильная, капроновая, хлопчатобумажная или шелковая леска. Для повышения трения между валиком настройки и тросиком можно использовать толченую канифоль. Обязательным элементом передач с гибкой нитью является пружина, натяжением которой выбирается люфт механизма.

В радиолюбительских условиях наиболее доступен фотографический способ изготовления шкал. В этом случае оригинал шкалы вычерчивают в большом масштабе, надписи и цифры наклеивают (их можно вырезать из старых газет, журналов, проспектов). После фотографирования и уменьшения до натуральной величины получается очень четкая шкала.

Технологические советы

Обработка стальных деталей. Для получения хорошего качества защитных и декоративных покрытий поверхности стальных деталей необходимо обезжирить, пассивировать и декапировать. Для обезжиривания можно использовать следующие растворы: сода кальцинированная (или поташ) 100 ... 150 г/л и жидкое стекло 2 ... 3 г/л; сода кальцинированная 20 г/л и хромпик 1 г/л.

Для пассивирования, после которого поверхность металла делается пассивной в электрохимическом отношении, деталь следует поместить либо в 5%-ный раствор хромовой кислоты (75°С), либо в насыщенный раствор хромпика (60°С), либо в мыльный раствор (100°С).

Для декапирования – химического удаления пленки окиси с поверхности детали – используют 5%-ный раствор серной или соляной кислоты. После обработки кислотой необходимо промыть детали в проточной воде. Одной из простейших защитных покрытий стальных деталей – воронение (образование на поверхности детали пленки окислов). Для этого деталь шлифуют и, если надо, полируют, тщательно обезжиривают и после нагрева до температуры 220 ... 325°С (например, в духовом шкафу) протирают ветошью, смоченной конопляным маслом. Другие растительные масла дают менее приятные цвета воронения.

Для получения прочных лакокрасочных покрытий поверхности стальных деталей необходимо тщательно очистить от ржавчины. Для этого деталь помещают в керосин на несколько часов, протирают рыбьим жиром, который через 1,5 ... 2 ч удаляют вместе со ржавчиной.

Для быстрого удаления ржавчины рекомендуется в течение нескольких минут промыть деталь в растворе хлорного олова, а затем в теплой воде. Небольшие следы ржавчины удаляют кашицей из толченого древесного угля, замешанного на машинном масле.

После очистки поверхности деталь покрывают грунтом (его слой должен быть не более 0,2 мм толщиной, иначе уменьшится прочность лакокрасочного покрытия), а затем наносят два или большее число слоев краски мягкой кистью (слои должны быть взаимно перпендикулярны) или пульверизатором, используя аэрозольные лаки и краски.

Обработка деталей из меди и ее сплавов. Медь и ее сплавы очищают механическим путем шкуркой либо кашицей из мелкой поваренной соли с уксусом. Для обезжиривания используют смесь гашеной извести 35 г/л, едкого калия 10 г/л и жидкого стекла 3 г/л либо едкого натра 75 г/л и жидкого стекла 20 г/л, в которые помещают на 1 ч деталь при температуре раствора 90°С. Декапирование проводят в течение 1 мин в 5%-ном растворе серной кислоты.

Для никелирования зачищенную (если надо, то и отполированную) и обезжиренную деталь помещают в смесь 10%-ного раствора хлористого цинка («паяльная кислота») и сернокислого никеля, которого в растворе должно быть столько, чтобы он имел густо зеленый цвет. После подготовки раствор нагревают до кипения и погружают в него на 1 ... 2 ч деталь. После окончания процесса никелирования деталь переносят в меловую воду (10 ... 15 г мела на стакан воды) и слегка протирают ветошью. После этого деталь промывают и протирают насухо.

Для серебрения можно воспользоваться отработанным фиксажем, в 300 мл которого добавляют 1 ... 2 мл нашатырного спирта и 2 ... 3 капли формалина; раствор следует хранить и работать с ним только в темноте. Зачищенную и промытую обезжиренную деталь помещают в раствор на 0,5 ... 1,5 ч, после чего промывают в теплой воде, высушивают и протирают мягкой ветошью. Для растворов следует применять либо дистиллированную воду, либо воду, полученную изо льда бытовых холодильников.

Обработка деталей из алюминия и его сплавов. В любительских условиях чаще всего приходится выполнять операции обезжиривания, оксидирования, осветления и травления.

Для обезжиривания можно использовать смесь из тринатрийфосфата 50 г/л, едкого натра 10 г/л и жидкого стекла 30 г/л либо только едкий натр 50 г/л. Время обезжиривания первым раствором 2 ... 3 мин при температуре раствора 50 ... 60°С, вторым – 3 ... 5 мин при 50°С.

Оксидирование выполняется в растворе из углекислого натрия 50 г/л, хромовокислого натрия 15 г/л и едкого иатра 2,5 г/л при температуре 80 ... 100°С в течение 10 ... 20 мин. Затем деталь промывают в воде и помещают в кипяток на 15 ... 20 мин. Высушенную деталь желательно покрыть бесцветным лаком.

Для осветления деталь протирают раствором из буры 50 г/л и нашатырного спирта 5 мл/л, после высыхания которого деталь протирают ветошью. Для осветления силуминовых деталей (сплав алюминия с кремнием) деталь обезжиривают, зачищают и помещают на 10 ... 20 мин в раствор из хромового ангидрида 100 г/л и серной кислоты с удельным весом 1,84 (10 г/л), после чего деталь промывают и сушат.

Разные технологические советы. Радиолюбительская практика выработала целый ряд простых и полезных технологических советов, часть из которых здесь приводится.

Места паек на печатной плате удобно закрашивать цапонлаком, изготовленным из нитроцеллюлозиого клея «Аго», который разбавляют ацетоном в соотношении примерно 1 : 6 (по объему) и добавляют пасту для шариковых ручек желаемого цвета.

Если нужно сделать какие-либо надписи на передних панелях, шкалах или футлярах, то для этого можно использовать самодельиые чернила из пасты для шариковых ручек и дихлорэтана: смешивать надо в хорошо закрывающемся сосуде. Соотношение пасты и растворителя подбирается экспериментально. Надписи, выполнеиные такими чернилами, хорошо удерживаются на органическом стекле, винипласте, полистироле, поливинилхлориде и других пластиках и не смываются водой. Можно использовать также переводные буквы и цифры с сухих деколей (переводных знаков с прозрачных пленок).

Для ианесения защитного рисунка на заготовках печатных плат можно использовать пасту от шариковых авторучек. Для этого лучше всего подогреть пластмассовую трубку пишущего стержня над огнем спички, растянуть трубку и в месте утоньшения трубки (после остывания) разрезать ее лезвием бритвы. Такой «рейсфедер» мягко пишет и легко промывается. Другой способ выполнения рисунка печатных проводников – использование баллончика для заправки рейсфедеров тушью, в которой наливается асфальто-битумный лак или лак БТ-242. Шириа дорожки получается 1 ... 2 мм, а капля лака на конце баллончика позволяет выполнять контактные площадки ⌀ 3 ... 4 мм.

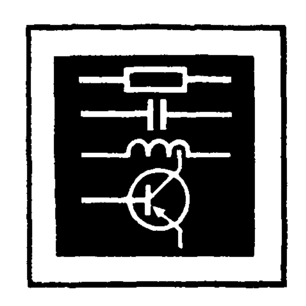
Для облегчения пайки проводники печатиых плат следует облудить, что проще всего сделать следующим образом. Проводники зачищают до блеска мелкозернистой шкуркой и покрывают тонким слоем раствора канифоли в спирте. Затем, пропитав кончик отрезка металлической оплетки кабеля припоем ПОС-81 или более легкоплавким, надо протирать оплетку, постепенно подпитывая ее припоем так, чтобы слой полуды был минимальной толщины.

Простейшим механическим способом зачистки поверхности металлических деталей является использование красиого ученического ластика для чернил. Таким ластиком можно очистить от окислов выводы деталей, участки проводников печатной платы, контакты.

Для облегчения выполнения монтажных работ очень полезной может оказаться «третья рука», выполненная из одного или нескольких зажимов «крокодил», особенно если они имеют возможность поворачиваться для закрепления детали при пайке практически в любом положении.

Для качественной пайки выводов микросхем их необходимо одинаково отформовать, что можно сделать с помощью простейшего приспособления из органического стекла (в виде двух деталей, выполняющих роль пуансона и матрицы), части которого сдвигаются на двух направляющих. При макетировании целесообразно выполнять переходные монтажные панельки для выводов микросхем, чтобы не делать многократных перепаек выводов.

В качестве декоративной панели громкоговорителя лучше всего использовать пластмассовые сетки для окон с широкими ячейками, под которые желательно поместить полотно из темной марли. Сама сетка выпускается различных цветов, а при необходимости может быть окрашена нитроэмалью из пульверизатора.



Компоненты и элементы радиоаппаратуры

РАЗДЕЛ 12

Содержание

12.1. РЕЗИСТОРЫ

Классификация

Для выбора и применения резисторов в любительских конструкциях электронных приборов их достаточно классифицировать по характеру изменения сопротивления, назначению и материалу резистивного элемента (рис. 12.1). Непроволочные резисторы в зависимости от материала токопроводящего слоя, в свою очередь, подразделяются на металлодиэлектрические, металлоокисные, металлизированные, углеродистые, бороуглеродистые, лакопленочные, керметные и на проводящей пластмассе.

Система условных обозначений

В соответствии с новой действующей системой сокращенное обозначение состоит из трех элементов (табл. 12.1).

В старой системе первый элемент обозначался по-иному (С – резисторы постоянные; СП – резисторы переменные; СТ – терморезисторы; СН – варисторы). Второй элемент, как и в новой системе, был цифровой, но с более подробной детализацией по виду материала резистивного элемента (1 – углеродистые и бороуглеродистые; 2 – металлодиэлектрические и металлоокисные; 3 – композиционные пленочные; 4 – композиционные объемные; 5 – проволочные).

На резисторы наносится буквенно-цифровая маркировка. Она содержит: номинальную мощность, номинальное сопротивление, допуск и дату изготовления. Номинальное сопротивление обозначается цифрами с указанием единицы измерения: Ом (R или Е по-старому или вообще без буквы) – омы, кОм (K) – килоомы, МОм (M) – мегаомы, ГОм (G) – гигаомы, ТОм (T) – тераомы. Например, 220 Ом, 680 кОм, 3,3 МОм, 4,7 ГОм, 1 ТОм, или 220R, 680K, 3M3, 4G7, 1T0 (в этом случае буква обозначает множитель 1, 10^3, 10^6, 10^9, 10^{12} и определяет положение запятой десятичного знака). Полное обозначение допуска состоит из цифр, а кодированное – из буквы. Для

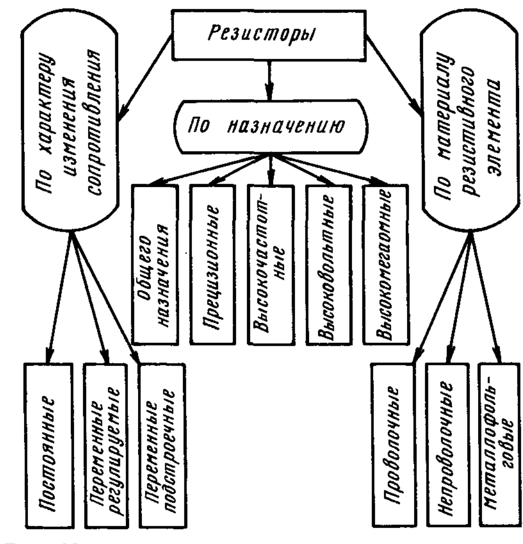


Рис. 12.1

наиболее распространенных допусков используется следующая кодировка: ±20% – M, ±10% – K, ±5 – J; ±2% – G; ±1% – F; ±0,5% – D, ±0,25% – C, ±0,1% – B.

Параметры резисторов

Номинальная мощность и предельное напряжение. Под номинальной мощностью ($P_н$) понимается наибольшая мощность, которую резистор может рассеивать в заданных условиях в течение гарантированного срока службы (наработки) при сохранении параметров в установленных пределах. Мощность рассеяния зависит от конструкции резисторов, физических свойств материалов и температуры окружающей среды. Обычно для каждого конкретного типа резистора приводят зависимость допустимой мощности от температуры окружающей среды (рис. 12.2), по которой выбирается электрическая нагрузка.

Таблица 12.1. **Система условных обозначений**

Элемент			Пример обозначения
первый	второй	третий	
Р-резисторы постоянные РП – резисторы переменные	1 – непроволочные; 2 – проволочные; металлофольговые	Порядковый номер разработки конкретного типа резистора	Р1-26 (постоянный непроволочный резистор с порядковым номером разработки 26)
ТР – терморезисторы с отрицательным ТКС; ТРП – терморезисторы с положительным ТКС	Полупроводниковые материалы не обозначаются	Порядковый номер разработки	ТР-7 (терморезистор с отрицательным ТКС с порядковым номером разработки 7)
ВР – варисторы постоянные; ВРП – варисторы переменные	То же	То же	ВРП-14 (варистор переменный с порядковым номером разработки 14)

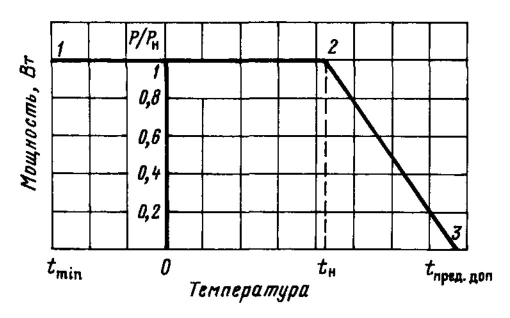


Рис. 12.2

Конкретные значения номинальных мощностей рассеяния в ваттах устанавливаются согласно ГОСТ 24013-80 и ГОСТ 10318-80 и выбираются из ряда: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 80; 100; 160; 250; 500.

Рабочее напряжение резистора не должно превышать значения, рассчитанного исходя из номинальной мощности $P_н$ и номинального сопротивления $R_н: U \leqslant \sqrt{P_н R_н}$. Однако при больших номинальных сопротивлениях это напряжение может достигать таких значений, при которых возможен пробой. Поэтому для каждого типа резистора с учетом его конструкции устанавливается предельное рабочее напряжение $U_{пред}$.

Номинальное сопротивление и допуск. Номинальное сопротивление ($R_н$) – электрическое сопротивление, значение которого обозначено на резисторе или указано в нормативной документации и является исходным для отсчета отклонений от этого значения.

Номинальные сопротивления резисторов стандартизованы. Для постоянных резисторов согласно ГОСТ 2825-67 установлено шесть рядов E6, E12, E24, E48, E96, E192, а для переменных резисторов в соответствии с ГОСТ 10318-80 установлен ряд E6. Цифра после буквы E указывает число номинальных значений в каждом десятичном интервале (табл. 12.2).

Таблица 12.2. **Номинальные сопротивления по рядам**

Ряд	Числовые коэффициенты
E 6	1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8;
E12	1; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
E24	1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1

Номинальные сопротивления в каждой декаде соответствуют указанным в таблице числам или числам, полученным умножением либо делением их на 10^n, где n – целое положительное или отрицательное число.

Действительные значения сопротивлений резисторов вследствие погрешностей изготовления могут отличаться от номинальных. Разница между номинальным и действительным сопротивлениями, выраженная в процентах по отношению к номинальному сопротивлению, называется допускаемым отклонением от номинального сопротивления или кратко допуском. Согласно ГОСТ 9664-74 установлен ряд допусков: ±0,001; ±0,002; ±0,005; ±0,01; ±0,02; ±0,05; ±0,1; ±0,25; ±0,5; ±1; ±2; ±5; ±10; ±20; ±30%.

Температурный коэффициент сопротивления. Температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) называется величина, характеризующая относительное изменение сопротивления на один градус Кельвина или Цельсия. ТКС характеризует обратимое изменение сопротивления резистивного элемента вследствие изменения температуры окружающей среды или изменения электрической нагрузки. Чем меньше ТКС, тем лучшей температурной стабильностью обладает резистор. Значения ТКС прецизионных резисторов лежат в пределах от единиц до $\pm 100 \cdot 10^{-6}$ 1/°C, а резисторов общего назначения – от десятков до $\pm 2000 \cdot 10^{-6}$ 1/°C.

Шумы резисторов. Различают собственные шумы и шумы скольжения.

Собственные шумы резисторов складываются из тепловых и токовых шумов. Их возникновение связано с тепловым движением свободных электронов и прохождением электрического тока. Собственные шумы резисторов тем выше, чем больше температура и напряжение. Высокий уровень шумов резисторов ограничивает чувствительность электронных схем и создает помехи при воспроизведении полезного сигнала.

Собственные шумы резисторов измеряют действующим значением ЭДС шумов и выражают в микровольтах на вольт приложенного напряжения. Значения ЭДС шумов большинства типов непроволочных резисторов от долей единиц до десятков микровольт на вольт. Исключение составляют лакопленочные и объемные композиционные резисторы, у которых ЭДС шумов может достигать сотен микровольт на вольт.

Шумы скольжения (вращения) присущи переменным резисторам. Они возникают в динамическом режиме при движении подвижного контакта по резистивному элементу в виде напряжения помех. В приемных устройствах эти помехи приводят к различным шорохам и трескам. Уровень шумов перемещения значительно превышает уровень тепловых и токовых шумов. Даже для сравнительно хороших непроволочных переменных резисторов напряжение шумов вращения может достигать десятков милливольт (15 ... 50 мВ).

Функциональная характеристика. Она определяет зависимость сопротивления переменного резистора от положения подвижного контакта. Наиболее распространенные зависимости – линейная А, логарифмическая Б и обратнологарифмическая В (рис. 12.3).

Справочные данные о постоянных и переменных проволочных и непроволочных резисторах приведены в табл. 12.3-12.6.

Таблица 12.3. **Постоянные непроволочные резисторы**

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t,°C)	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
				диаметр (ширина) D (B)	длина L	высота h	
			Общего назначения				
С2-33Н	0,125 (85) 0,25 (85) 0,5 (85) 1 (85) 2 (85)	1 Ом...3 МОм 1 Ом...5,1 МОм 1 Ом...5,1 МОм 1 Ом...10 МОм 1 Ом...10 МОм	Е24, Е96 с допусками ±1; ±2; ±5; ±10%	2,2 3 4,2 6,7 8,8	6 7 10,2 13 18,5	– – – – –	
МЛТ	0,125 (70) 0,25 (70) 0,5 (70) 1 (70) 2 (70)	8,2 Ом...3 МОм 8,2 Ом...5,1 МОм 1 Ом...5,1 МОм 1 Ом...10 МОм 1 Ом...10 МОм	Е24, Е96 с допусками ± 2; ± 5; ± 10%	2,2 3 4,2 6,6 8,6	6 7 10,2 13 18,5	– – – –	
Р1-4	0,25 (70) 0,5 (85)	10 Ом...1 МОм 1 Ом...10 МОм	Е24, Е96 с допусками ± 1; ± 2; ± 5%	1,8 2,8	4 6,5	– –	
Р1-11	0,25 (70)	1 Ом...3 МОм	Е24 с допусками ±1; ±2; ±5; ±10%	2,2	5,9	–	
Р1-12	0,125 (70)	1 Ом...6,8 МОм	Е24 с допусками ± 5; ± 10; ± 20%	1,55	3,1	0,6	
С1-4	0,125 (70) 0,25 (70) 0,5 (70)	10 Ом...2 МОм 10 Ом...10 МОм 10 Ом...10 МОм	Е24, Е48 с допусками ± 2; ± 5; ± 10;	2,4 3,9 5,5	7,3 10,5 16	– – –	
ВСа	0,125 (70) 0,25 (70) 0,5 (70)	10 Ом...2 МОм 27 Ом...2,2 МОм 27 Ом...10 МОм	Е24 с допусками ± 5; ± 10; ± 20%	2,4 5,5 5,5	7,3 16 26	– – –	
ВС	1 (40) 2 (40) 5 (40) 10 (40)	47 Ом...10 МОм 47 Ом...10 МОм 47 Ом...10 МОм 75 Ом...10 МОм	Е24, Е48 с допусками ±5; ±10; ±20%	7,6 9,7 25,3 40,3	30,9 48,4 7,6 120,5	– – – –	
С4-2	0,25 (85) 0,5 (85) 1 (85) 2 (85)	10кОм...5,1 МОм 10 кОм...10 МОм 10 кОм...10 МОм 10 кОм...10 МОм	Е 24 с допусками ± 5; ± 10; ± 20%	2,2 2,2 4 5	13,5 19 29,5 36,5	3,7 3,7 5 6	
ТВО	0,125 (85) 0,25 (85) 0,5 (85) 1 (85) 2 (85) 5 (85) 10 (85) 20 (85) 60 (85)	1 Ом...100 кОм 1 Ом...510 кОм 1 Ом...1 МОм 1 Ом...1 МОм 1 Ом...1 МОм 27 Ом...1 МОм 27 Ом...1 МОм 24 Ом...100 кОм 24 Ом...100 кОм	Е24 с допусками ± 5; ± 10; ± 20%	2,5 3,7 3,7 5 6 11,5 15 22,5 47	8 13,5 19 29,5 36,5 77 112 112 186	1,5 2,2 2,2 4 5 9,5 10,5 19,5 28	
			Прецизионные				
С2-29В	0,062 (85) 0,125 (85) 0,25 (85) 0,5 (85) 1 (85) 2 (85)	10 Ом...511 кОм 1 Ом...1 МОм 1 Ом...2,2 МОм 1 Ом...3 МОм 1 Ом...8,5 МОм 1 Ом...20 МОм	Е24, Е192 с допусками ± 0,05; ± 0,1; ±0,25; ±0,5; ±1%	2,3 3,5 4,5 7,5 9,8 9,8	6,5 8 11 14 20 28	– – – – – –	
С2-36	0,125 (70)	10 Ом...2,2 МОм	Е192 с допусками ± 0,5; ± 1%	2,2	6	–	

Окончание табл. 12.3

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t,°С)	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
				диаметр (ширина) D (B)	длина L	высота h	
С2-14	0,125 (85)	10 Ом...1 МОм	Е192 с допусками	2,2	6	–	
	0,25 (85)	1 Ом...1 МОм	±0,1; ±0,25; ±0,5;	3	7,1	–	
	0,5 (85)	1 Ом...2,2 МОм	± 1%	4,2	11	–	
	1 (85)	1 Ом...3МОм		6,7	13	–	
	2 (85)	1 Ом...5,1 МОм		9	28	–	
БЛП	0,1 (70)	1 Ом...100 кОм	Е192 с допусками	5,7	16	–	
	0,25 (70)	1 Ом...100 кОм	± 0,5; ± 1%	5,7	26	–	
				7,6	15,5	–	
	0,5 (70)	1 Ом...100 кОм		7,6	29,6	–	
				9,7	17		
	1 (70)	1 Ом...100 кОм		9,7	47,7	–	
				11,7	25,5		
БЛПа	0,1 (70)	1 Ом...100 кОм	Е192 с допусками	5,3	16	–	
	0,25 (70)	1 Ом...100 кОм	± 0,5; ±1%	5,3	26	–	
				7,3	15,6		
	0,5 (70)	1 Ом...100 кОм		7,3	30,1	–	
				9,4	17,1		
	1 (70)	1 Ом...100 кОм		9,4	47,7	–	
				11,3	25,6	–	
			Высокочастотные				
С2-10	0,125 (70)	10 Ом...9,88 кОм	Е192 с допусками	2	6	–	
	0,25 (70)	1 Ом...9,88 кОм	±0,5; ±0,5; ±0,1%	3	7	–	
	0,5 (70)	1 Ом...9,88 кОм		4,2	10,8	–	
	1 (70)	1 Ом...9,88 кОм		6,6	13	–	
	2 (70)	1 Ом...9,88 кОм		8,6	18,5	–	
С2-34	0,062 (70)	10 Ом...10 кОм	Е192 с допусками	2,2	6	–	
	0,125 (70)	0,5 Ом...10 кОм	±0,1; ±0,25; ±0,5;	3	7	–	
	0,25 (70)	0,5 Ом...10 кОм	± 1%	4,2	10,8	–	
	0,5 (70)	0,5 Ом...10 кОм		6,6	13	–	
	1 (70)	0,5 Ом...10 кОм		8,6	18,5	–	
С6-4	0,025 (70)	5,1 Ом...1 кОм	Е48 с допусками	1	1	0,8	
	0,05 (70)	5,1 Ом...3 кОм	± 2; ± 5%	1	2	0,8	
				2	2	0,8	
	0,125 (70)	5,1 Ом...3 кОм		2	4	0,8	
С6-9	0,125 (70)	10 Ом...1 кОм	Е48 и дополнитель-ний ряд с допуском ± 2%	1	1		
			Высокомегаомные и высоковольтные				
С3-14	0,01 (55)	10 МОм...100 ГОм	Е6, Е12, Е24 с до-	6,2	29	–	
	0,05 (70)	100 кОм...47 МОм	пусками ± 5; ± 10;	1,6	3,2	–	
	0,125 (55)	1 МОм...1 ГОм	± 20%	1,6	6,5	–	
	0,25 (55)	1 МОм...5,6 ГОм		4,3	15	–	
	0,5 (55)	470 кОм...5,6 ГОм		4,3	25	–	
	1 (70)	5,6 кОм...5,6 ГОм		6,2	29	–	
КВМ	–	15 МОм...1000 ГОм	Е12 с допусками ± 2; ± 5; ± 10; ± 20%	5	41	–	
КЭВ	0,5 (40)	510 кОМ...5,1 ГОм	Е24 с допусками	5,5	25	–	
	1 (40)	510 кОм...5,1 ГОм	± 5; ± 10; ± 20%	9	46	–	
	2 (40)	510 кОм...12 ГОм		9	90	–	
	5 (40)	510 кОм...18 ГОм		11	145	–	
	10 (40)	510 кОм...12 ГОм		32	124	–	
	20 (40)	1 МОм...22 ГОм		32	244	–	
	40 (40)	2,4 МОм...47 ГОм		53	324	–	

Таблица 12.4. **Постоянные проволочные резисторы**

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t,°C)	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм: диаметр (ширина) D(B)	длина L	высота h	Внешний вид
			Нагрузочные				
С5-35В, ПЭВ	3(40)	3 Ом ... 510 Ом	Е12, Е24 с допусками ±5; ±10%	14	26	28	
	7,5(40)	1 Ом ... 3,3 кОм		14	35	28	
	10(40)	1,8 Ом ... 10 кОм		14	41	28	
	15(40)	3,9 Ом ... 15 кОм		17	45	31	
	25(40)	10 Ом ... 24 кОм		21	50	35	
	50(40)	18 Ом ... 51 кОм		29	90	43	
	75(40)	47 Ом ... 56 кОм		29	140	43	
	100(40)	47 Ом ... 56 кОм		29	170	43	
С5-36В, ПЭВР	10(40)	3 Ом ... 220 Ом	Е12, Е24 с допусками ±5; ±10%	14	41	28	
	15(40)	5,1 Ом ... 220 Ом		17	45	31	
	25(40)	10 Ом ... 510 Ом		21	50	35	
	50(40)	22 Ом ... 1,5 кОм		29	90	43	
	100(40)	47 Ом ... 2,7 кОм		29	170	43	
С5-37	5(40)	1,8 Ом ... 5,1 кОм	Е24 с допусками ±5; ±10%	11	25,8	—	
	8(40)	2,7 Ом ... 6,8 кОм		11	34,8	—	
	10(40)	3,3 Ом ... 10 кОм		11	44,8	—	
	16(40)	3,3 Ом ... 15 кОм		11	70,8	—	
С5-43	10(85)	0,068 Ом ... 1 Ом	Е12, Е24 с допусками ±5; ±10%	30	29	14	
	16(85)	0,082 Ом ... 1 Ом		30	38	14	
	25(85)	0,1 Ом ... 1 Ом		30	48	14	
	50(85)	0,22 Ом ... 1 Ом		48	70	27	
	75(85)	0,33 Ом ... 1 Ом		48	95	27	
	100(85)	0,39 Ом ... 1 Ом		48	120	27	
С5-47	10(85)	1 Ом ... 3,3 кОм	Е12, Е24 с допусками ±5; ±10%	22	20	12	
	16(85)	1,5 Ом ... 5,1 кОм		22	28	12	
	25(85)	2 Ом ... 6,2 кОм		31	28	15	
	40(85)	4,3 Ом ... 47 кОм		31	51	15	
			Прецизионные				
С5-5	1(70)	1 Ом ... 13 кОм	Е24 с допусками ±0,05; ±0,1; ±0,2; ±0,5; ±1; ±2; ±5%	6,15	20	—	
	2(70)	2 Ом ... 30 кОм		6,15	27	—	
	5(70)	5,1 Ом ... 75 кОм		11,2	33	—	
	8(70)	10 Ом ... 100 кОм		12,2	42	—	
	10(70)	10 Ом ... 180 кОм		12,2	52	—	
С5-16	1(100)	0,1 Ом ... 2 Ом	Е24 с допусками ±0,5; ±1; ±2; ±5%	9	19	—	
	2(100)	0,1 Ом ... 2 Ом		11	24	—	
	5(100)	0,1 Ом ... 5,1 Ом		11	32	—	
	8(100)	0,39 Ом ... 10 Ом		12	42	—	
	16(100)	0,51 Ом ... 10 Ом		12	51	—	
С5-53В	0,125(70)	1 Ом ... 330 кОм	Е24; Е48; Е96; Е192 с допусками ±0,05; ±0,1; ±0,2; ±0,5; ±1%	9	20	—	
	0,25(70)	3,3 Ом ... 1 МОм		11	25	—	
	0,5(70)	4,7 Ом ... 1,5 МОм		11	33	—	
	1(70)	10 Ом ... 3,3 МОм		11	43	—	
	2(70)	10 Ом ... 20 МОм		11	53	—	

Таблица 12.5. **Переменные непроволочные резисторы**

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t, °C)	Функциональная характеристика	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр (ширина) D (B)	длина L	высота h	
			Подстроечные					
СП-II	1 (25)	А	470 Ом ... 4,7 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	29	15	—	
	0,5 (25)	Б, В	4,7 кОм ... 2,2 МОм		29	15	—	
СП-IV	$\frac{1}{0,5}$ (25)	$\frac{А}{Б, В}$	$\frac{470 \text{ Ом} \ldots 4,7 \text{ МОм}}{4,7 \text{ МОм} \ldots 2,2 \text{ МОм}}$		29	32	—	
СП3-38	0,125 (40)	А	68 Ом ... 4,7 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	9,5; 15,5	11; 12; 16,5	4; 4,2; 7	
	0,25 (40)	А	68 Ом ... 4,7 МОм		15,5	16,5	7	
СП3-1	0,25 (55)	А	470 Ом ... 1 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	15,5	16,5	8,2	
СП3-22	0,125 (55)	А	100 Ом ... 1 МОм	Е6 с допуском ±20%	9,5	11	3,6	
СП3-27	0,125 (40)	А	470 Ом ... 1 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	10	12	3,5	
	0,25 (40)	А	470 Ом ... 1 МОм		14	16	5	
	0,5 (40)	А	68 Ом ... 1 МОм		18; 20	20; 22; 23	4,5; 5,4; 6,6	
СП3-26	0,25 (40)	А	33 кОм ... 220 кОм	Е6 с допуском ±20%	18	10	—	
	0,125 (40)	В	33 кОм ... 220 кОм		32	10	—	
СП3-9	0,5 (40)	А	1 кОм ... 4,7 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	16	14,5	—	
СП3-16	0,125 (70)	А	1 кОм ... 1 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	11,7	13,5	—	
СП3-24	0,25 (40)	А	680 Ом ... 1 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	14,5	56	18,3	
	0,125 (40)	Б, В	4,7 кОм ... 1 МОм		14,5	56	18,3	
СП3-36	—	В	100 кОм ... 220 кОм	Е6 с допуском ±20%	5,7	43,2	8,6	
СП3-40	0,125	В, $В_1$	33 кОм ... 220 кОм	Е6 с допуском ±10%	15	38	10	
	0,25	Д, $Д_1$	33 кОм ... 220 кОм		15	38	10	
СП3-29М	0,5 (40)	А	68 Ом ... 15 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	26,5; 28,5	28,6; 30,6	6,6; 8	
СП3-29	1 (40)	А	1 МОм ... 10 МОм	Е6 с допуском ±30%	28	32	11,3	
СП3-19	0,5 (70)	А	10 Ом ... 1 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20%	6,6	4,1	—	
					6,5	7,5	9	
					10	9,3	—	
СП3-44	0,25 (70)	А	10 Ом ... 1 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20%	11	9	—	
	0,5 (70)	А	10 Ом ... 2,2 МОм		5,6; 11; 13;	4; 7,4; 9	—	
	1 (70)	А	10 Ом ... 4,7 МОм		16,5	9	—	
СП3-37	1 (70)	А	10 Ом ... 1 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	6,5	35	8,5	

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t, °С)	Функциональная характеристика	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр (ширина) D (B)	длина L	высота h	
РП1-53	0,25 (40)	А	22 кОм	С допуском ±20%	6	28	8	
РП1-48	0,25 (70)	А	10 Ом...2,2 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20%	2,5	12	4	
СП3-39	0,5 (70) 1 (70)	А А	10 Ом...6,8 МОм 10 Ом...2,2 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	10 13	10 13	5 5,7	
СП3-45б	0,5 (85) 1 (85) 2 (85)	А А А	100 Ом...10 МОм 100 Ом...10 МОм 100 Ом...10 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	12 16 21	16 17,5 20,5	— — —	
РП1-46б	0,5 (85)	А	33 Ом...10 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20%	10	10	—	
СП4-1	0,5 (70) 0,25 (70)	А Б, В	100 Ом...4,7 МОм 1 кОм...2,2 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	12,8 12,8	12 12	— —	
СП4-2Мб	1 (70) 0,5 (70)	А Б, В	47 Ом...4,7 МОм 1 кОм...2,2 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	22 22	12 12	— —	
СП4-3	0,125 (70)	А	100 Ом...4,7 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	12	13	—	
			Регулировочные					
СП-I	1 (25) 0,5 (25)	А Б, В	470 Ом...4,7 МОм 4,7 кОм...2,2 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	29 29	15 15	— —	
СП-III	$\frac{1}{0,5}$ (25)	$\frac{А}{Б, В}$	$\frac{470 Ом...4,7 МОм}{4,7 кОм...2,2 МОм}$		29	32	—	
СП-V	$\frac{1}{0,5}$ $\frac{0,5}{0,5}$ (25)	$\frac{А}{А}$ $\frac{А}{Б}$	$\frac{10 кОм}{10 кОм}$ $\frac{10 кОм}{22 кОм}$		29	48	—	
СП-0,4	0,4 (25)	А	470 Ом...4,7 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	16	12,5	—	
СП3-3	0,05 (40) 0,025 (40) 0,025 (40)	А В Б	1 кОм...1 МОм 4,7 кОм...1 МОм 4,7 кОм...47 кОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	14 14 14	7,5; 9,2 9,2 7,5	— — —	
СП3-4М	0,25; 0,125 (40) 0,125; 0,05 (40)	А Б, В	220 Ом...470 кОм 4,7 кОм...470 кОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	16 16	11,5 21,5	— —	
	$\frac{0,05}{0,25}$ (40)	$\frac{А}{А}$	$\frac{220 Ом...470 кОм}{220 Ом...470 кОм}$		16	22,5	—	
	$\frac{0,05}{0,125}$ (40)	$\frac{Б, В}{Б, В}$	$\frac{4,7 кОм...470 кОм}{4,7 кОм...470 кОм}$		16	22,5	—	

Продолжение таблицы 12.5

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t, °C)	Функциональная характеристика	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм: диаметр (ширина) D (B)	длина L	высота h	Внешний вид
СП3-4М	0,05/0,25 (40)	Б, В/А	4,7 кОм...470 кОм / 220 Ом...470 кОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	16	22,5		
	0,125/0,125 (40)	А/Б, В	220 Ом...470 кОм / 4,7 кОм...470 кОм		16	22,5		
СП3-9	0,5 (40)	А	1 кОм...4,7 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	16	14,5		
СП3-10М	1 (40)	А	470 Ом...2,2 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	29	31	—	
	0,5 (40)	Б, В	4,7 кОм...2,2 МОм		29	31	—	
	1/2 (40)	А/А	470 Ом...4,7 МОм / 470 Ом...4,7 МОм		29	32	—	
	0,5/1; 0,25/1 (40)	Б, В/Б, В	4,7 кОм...2,2 МОм / 4,7 кОм...2,2 МОм		29	32; 47	—	
	0,5/2; 0,25/2 (40)	Б, В/А	4,7 кОм...2,2 МОм / 470 Ом...4,7 МОм		29	32; 47		
	1/1 (40)	А/Б, В	470 Ом...4,7 МОм / 4,7 кОм...2,2 МОм		29	32	—	
	0,5/2 (40)	А/А	470 Ом...2,2 МОм / 470 Ом...4,7 МОм		29	47	—	
	0,5/1 (40)	А/Б, В	470 Ом...2,2 МОм / 4,7 кОм...2,2МОм		29	47	—	
СП3-16	0,125(70)	А	1 кОм...1 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	11,7	13; 14	—	
СП3-23	0,25 (40)	А	220 Ом...4,7 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	11,5	50; 69; 86	18	
	0,125 (40)	Б, В, С	1 кОм...2,2 МОм		11,5	50; 69; 86	18	
	0,25/0,125; 0,125/0,05 (40)	А/Б, В, С	220 Ом...4,7 МОм / 1 кОм...2,2 МОм		11,5	50; 69; 86	18	
	0,05/0,05 (40)	Е/И	22 кОм...2,2 МОм / 22 кОм...2,2 МОм		11,5	69; 86	18	
	0,25/0,25; 0,125/0,125 (40)	А/А	220 Ом...4,7 МОм / 220 Ом...4,7 МОм		11,5	50; 69; 86	18	
	0,125/0,125; 0,05/0,05 (40)	Б/Б; В/В; С/С	1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм		11,5	50; 69; 86	18	
	0,125/0,125/0,125/0,125 (40)	А/А/А/А	220 Ом...4,7 МОм / 220 Ом...4,7 МОм / 220 Ом...4,7 МОм / 220 Ом...4,7 МОм		21	50	18	
	0,05/0,05/0,05/0,05 (40)	Б/Б/Б/Б; В/В/В/В; С/С/С/С	1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм		21	50	18	

Окончание таблицы 12.5

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t, °C)	Функциональная характеристика	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм: диаметр (ширина) D (B)	длина L	высота h	Внешний вид
СП3-30	0,25; 0,5 (40)	А	220 Ом...6,8 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	26	16; 27	—	
	0,125 (40)	Б, В	4,7 кОм...2,2 МОм		26	16; 27	—	
	0,25 (40)	Б, В	15 кОм...2,2 МОм		26	27	—	
	0,25/0,125 (40)	А/Б, В	220 Ом...6,8 МОм / 4,7 кОм...2,2 МОм		26	27	—	
	0,125/0,125 (40)	Е/И	100 кОм; 470 кОм; 1 МОм; 2,2 МОм / 100 кОм; 470 кОм; 1 МОм; 2,2 МОм		26	27	—	
	0,125/0,125 (40)	Б, В/Б, В	4,7 кОм...2,2 МОм / 4,7 кОм...2,2 МОм		26	27	—	
	0,25/0,25 (40)	А/А	220 Ом...6,8 МОм / 220 Ом...6,8 МОм		26	27	—	
	0,125/0,25 (40)	Б, В/А	4,7 кОм...2,2 МОм / 220 Ом...6,8 МОм		26	37	—	
СП3-33	0,25 (40)	А	100 Ом...4,7 МОм		16	10; 20; 21,5	23	
	0,125 (40)	Б, В, С	1 кОм...2,2 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20; ±30%	16	10	23	
	0,25/0,25 (40)	А/А	100 Ом...4,7 МОм / 100 Ом...4,7 МОм		23	17,6; 27,6; 29	23	
	0,125/0,125 (40)	Б, В, С/Б, В, С	1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм		23	17,6; 27,6	23	
	0,25/0,25/0,25/0,25 (40)	А/А/А/А	100 Ом...4,7 МОм / 100 Ом...4,7 МОм / 100 Ом...4,7 МОм / 100 Ом...4,7 МОм		16	32,9; 44,4	23	
	0,125/0,125/0,125/0,125 (40)	Б, В, С/Б, В, С/Б, В, С/Б, В, С	1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм / 1 кОм...2,2 МОм		16	32,9; 44,4	23	
СП3-45а	0,5 (85)	А	100 Ом...10 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20%	12	16	—	
	1 (85)	А	100 Ом...10 МОм		14	17,5	—	
	2 (85)	А	100 Ом...10 МОм		21	20,5	—	
РП1-46	0,5 (85)	А	100 Ом...10 МОм	Е6 с допусками ±10; ±20%	10	10	—	
	1 (85)	А	47 Ом...10 МОм		10	10	—	
	2 (85)	А	47 Ом...4,7 МОм		16	16; 17,4	—	
СП4-1а	0,5 (70)	А	100 Ом...4,7 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	12,8	12	—	
	0,25 (70)	Б, В	1 кОм...2,2 МОм		12,8	12	—	
СП4-2Ма	1 (70)	А	47 Ом...4,7 МОм	Е6 с допусками ±20; ±30%	22	12	—	
	0,5 (70)	Б, В	1 кОм...2,2 МОм		22	12	—	

Примечания. 1. В подстроечных резисторах СП-II, СП-IV, СП3-26, СП3-9, СП3-16, СП3-45б, РП1-46б и СП4-2Мб предусмотрено стопорение вала с помощью контргайки. 2. Регулировочные резисторы СП3-10, СП3-30 и СП3-33 имеют выключатель, рассчитанный на ток 2 А и напряжение 250 В, резисторы СП3-3 – на 150 мА; 50 В, резисторы СП3-4 – на 68 мА; 220 В или на 2 А; 7,5 В.

Таблица 12.6. **Переменные проволочные резисторы**

Тип	Номинальная мощность, Вт (при t,°C)	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд промежуточных значений, допуск	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
				диаметр (ширина) D (B)	длина L	высота h	
			Подстроечные				
СП5-1В	1 (70)	100 Ом ... 10 кОм	Е6 с допуском ±5%	8,5	35	6,5	
СП5-4В	1 (70)	100 Ом ... 10 кОм	Е6 с допуском ±5%	14	35	7	
СП5-22	1 (70)	10 Ом ... 47 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	7	32,5	10,5	
СП5-24	1 (70)	10 Ом ... 47 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	7	32,5	9,5	
СП5-2В	1 (70)	3,3 Ом ... 47 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	13	13	6,4	
СП5-2ВА	0,5 (70)	3,3 Ом ... 22 кОм		10	10	5,4	
СП5-3В	1 (70)	3,3 Ом ... 47 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	13	13	5,9	
СП5-3ВА	0,5 (70)	3,3 Ом ... 22 кОм		10	10	5,4	
СП5-16ВА	0,25 (70)	3,3 Ом ... 22 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	11	9,7	—	
	0,5 (70)	3,3 Ом ... 33 кОм		13	9,7	—	
	1 (70)	4,7 Ом ... 47 кОм		16,5	9,7	—	
СП5-16ВБ	0,25 (70)	3,3 Ом ... 22 кОм		11	11,5	—	
	0,5 (70)	3,3 Ом ... 33 кОм		13	11,5	—	
	1 (70)	4,7 Ом ... 47 кОм		16,5	11,5	—	
СП5-16ВВ	0,125 (70)	10 Ом ... 6,8 кОм		8	6	—	
СП5-16ВГ	0,05 (70)	47 Ом ... 4,7 кОм		6	4,2	—	
СП5-20В	2 (85)	4,7 Ом ... 22 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	23	14,7	—	
СП5-50М	3 (55)	47 Ом ... 1 кОм	Е6 с допуском ±10%	27	14,5	—	
			Регулировочные				
ППЗ-40...43	3 (100)	4,7 Ом ... 20 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	23	15	—	
ППЗ-44...47	3 (70)	4,7 Ом ... 20 кОм		23	28,6	—	
СП5-30	15 (85)	2,2 Ом ... 47 кОм	Е6 с допусками ±5; ±10%	35	26	—	
	25 (85)	2,2 Ом ... 47 кОм		35	44	—	
	50 (85)	2,2 Ом ... 47 кОм		48	67	—	
ППБ	1 (85)	100 Ом ... 10 кОм		18	12,5	—	
	2 (85)	100 Ом ... 10 кОм		20	16	—	
	3 (85)	2,2 Ом ... 47 кОм		25	22	—	
	15 (85)	2,2 Ом ... 47 кОм		35	26	—	
	25 (85)	2,2 Ом ... 47 кОм		35	44	—	
	50 (85)	2,2 Ом ... 47 кОм		48	67	—	
СП5-37	75 (70)	47 Ом ... 3,3 кОм	Е6 с допусками ±10; ±20%	72	36	—	

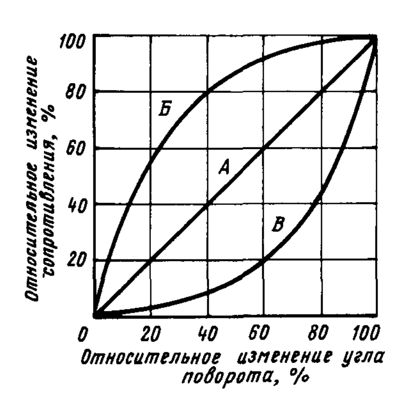


Рис. 12.3

12.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ НЕЛИНЕЙНЫЕ РЕЗИСТОРЫ

Полупроводниковые нелинейные резисторы – изделия электронной техники, основное свойство которых, в отличие от линейных резисторов, заключается в способности изменять свое электрическое сопротивление под действием управляющих факторов: температуры, напряжения, магнитного поля и др. В зависимости от воздействующего фактора они получили название терморезисторы, варисторы, магниторезисторы. В последнее время их стали относить к управляемым полупроводниковым резисторам. Иными словами, это элементы, чувствительные к воздействию определенного управляющего фактора.

Терморезисторы или термисторы (ТР) – полупроводниковые резисторы с нелинейной ВАХ, отличительной особенностью которых является резко выраженная зависимость электрического сопротивления от температуры. Существуют терморезисторы как с отрицательным, так и с положительным температурным коэффициентом сопротивления – позисторы (табл. 12.7–12.11).

Терморезисторы используются в системах дистанционного и централизованного измерения и регулирования температур, противопожарной сигнализации, теплового контроля и защиты машин и механизмов, в схемах температурной компенсации ряда элементов электрических цепей и контуров, в частности для термокомпенсации кварцевых резонаторов и генераторов, для стабилизации режимов транзисторных каскадов, измерения мощности, измерения вакуума, скоростей движения жидкостей и газов, а также в качестве дистанционных бесконтактных переменных резисторов, ограничителей и предохранителей, реле времени, стабилизаторов напряжения, в схемах размагничивания масок цветных кинескопов и др. Терморезисторы характеризуют следующими основными параметрами.

Номинальное сопротивление $R_н$ – электрическое сопротивление, значение которого обозначено на ТР или указано в нормативной документации, измеренное при определенной температуре окружающей среды (для большинства типов ТР при 20°С, а для ТР с высокими рабочими температурами до 300°С при 150°С). Конкретные значения номинальных сопротивлений устанавливаются в основном по ряду Е6 либо Е12. Другие ряды используются редко.

Температурный коэффициент сопротивления ТКС – как и в обычных линейных резисторах, характеризует обратимое изменение сопротивления на один градус Кельвина или Цельсия.

Максимально допустимая мощность рассеяния P_{max} – наибольшая мощность, которую длительное время может рассеивать ТР, не вызывая необратимых изменений характеристик, при этом его температура не должна превышать максимальную рабочую температуру.

Коэффициент температурной чувствительности В – определяет характер температурной зависимости данного типа ТР. Этот коэффициент наиболее известен как постоянная В, зависящая от физических свойств полупроводникового материала, из которого выполнен термочувствительный элемент.

Постоянная времени τ – характеризует тепловую инерционность. Она равна времени, в течение которого температура ТР изменяется на 63% при перенесении его из воздушной среды с температурой 0°С в воздушную среду с температурой 100°С.

Варисторы – полупроводниковые резисторы с нелинейной ВАХ, отличительной особенностью которых является резко выраженная зависимость электрического сопротивления от приложенного к ним напряжения. Их используют для стабилизации и защиты от перенапряжений, преобразования частоты и напряжения, а также для регулирования усиления в системах автоматики, различных измерительных устройствах, источниках вторичного питания, в телевизионных приемниках для подстройки частоты гетеродинов, в генераторах переменного и импульсного пилообразного напряжения, в схемах размагничивания цветных кинескопов и др. (табл. 12.12).

Классификационное напряжение $U_{кл}$ – условный параметр, показывающий значение постоянного напряжения на варисторе при заданном значении классификационного тока.

Классификационный ток $J_{кл}$ – это ток, при котором определяется классификационное напряжение.

Коэффициент нелинейности β – отношение статического сопротивления в данной точке ВАХ к динамическому сопротивлению в той же точке.

Магниторезисторы – полупроводниковые резисторы с резко выраженной зависимостью электрического сопротивления от магнитного поля. Действие таких резисторов основано на использовании магниторезистивного эффекта, который заключается в изменении сопротивления резистора при внесении его в магнитное поле. Регулируя напряженность управляющего магнитного поля или перемещая резистор в поле постоянного магнита, можно управлять сопротивлением. Их используют в регуляторах громкости высококачественной радиоаппаратуры, в качестве датчиков угла поворота в специальных устройствах автоматики и т. п.

Основной характеристикой магниторезистора является зависимость его сопротивления от индукции воздействующего магнитного поля. Для оценки магниторезисторов пользуются магнито-

Таблица 12.7. **Терморезисторы с отрицательным ТКС прямого подогрева**

Тип	Диапазон номинальных сопротивлений при 20°C	Допуск, %	Максимальная мощность при 20°C, мВт	Диапазон рабочих температур, °C	ТКС при 20°C, %/°C	Постоянная B, K	Постоянная времени τ, с	Область применения	Внешний вид
				Стержневые					
КМТ-1	22 кОм ... 1 МОм	±20	1000	−60 ... 180	4,2 ... 8,4	3600 ... 7200	85	Измерение и регулирование температуры, температурная компенсация	
ММТ-1	1 кОм ... 220 кОм	±20	600	−60 ... 125	2,4 ... 5	2060 ... 4300	85		
СТ3-1	680 Ом ... 2,2 кОм	±10; ±20	600	−60 ... 125	3,35 ... 3,95	2870 ... 3395	85		
КМТ-4	22 кОм ... 1 МОм	±20	650	−60 ... 125	4,2 ... 8,4	3600 ... 7200	115		
ММТ-4	1 кОм ... 220 кОм	±20	560	−60 ... 125	2,4 ... 5	2060 ... 4300	115		
СТ3-6	6,8; 8,2 кОм	±10	150	−90 ... 125	2,8 ... 3,2	1200 ... 2400	35		
ММТ-6	10 кОм ... 100 кОм	±20	50	−60 ... 125	2,4 ... 5	2060 ... 4300	35		
КМТ-10	100 кОм ... 3,3 МОм	±20	250 в течение 2 с	0 ... 125	⩾4,2	⩾3600	75	Тепловой контроль	
КМТ-11	100 кОм ... 3,3 МОм	±20	То же	0 ... 125	⩾4,2	⩾3600	10		
СТ9-1А	150 Ом ... 450 Ом	—	800	−60 ... 100	—	1600 ... 2000	110	Регулирование температуры, сигнализация, нагревательные элементы термостатирующих устройств	
				Дисковые					
СТ1-2	82; 91; 100; 110 Ом	±5	700	−60 ... 85	4,4 ... 4,9	3800 ... 4200	60 ... 100	Температурная компенсация, измерение и регулирование температуры	
СТ4-2	2,1 кОм ... 3,0 кОм	—	—	−60 ... 125	4,2 ... 4,8	3170 ... 4120	—	Измерение температуры автотракторных двигателей	
СТ4-15	880 Ом ... 1,12 кОм	—	—	−60 ... 155	3,4 ... 3,8	2350 ... 3260	—		
КМТ-8	100 Ом ... 10 кОм	±10; ±20	600	−60 ... 70	4,2 ... 8,4	3600 ... 7200	909	Температурная компенсация	
ММТ-8	1 Ом ... 1 кОм	±10; ±20	600	−60 ... 70	2,4 ... 4	2060 ... 3430	900	Температурная компенсация	
ММТ-9	10 Ом ... 4,7 кОм	±10; ±20	900	−60 ... 125	2,4 ... 5	2060 ... 4300	—		

КМТ-12	100 Ом ... 10 кОм	±30	700	−60 ... 125	4,2 ... 8,4	3600 ... 7200	—	Измерение и регулирование температуры, температурная компенсация
ММТ-12	4,7 Ом ... 1 кОм	±30	700	−60 ... 125	2,4 ... 4	2060 ... 3430	—	
ММТ-13	10 Ом ... 2,2 кОм	±20	600	−60 ... 125	2,4 ... 5	2060 ... 4300	100	
КМТ-17в	330 Ом ... 22 кОм	±10; ±20	300	−60 ... 155	4,2 ... 7	3600 ... 6000	30	
СТ1-17	300 Ом ... 22 кОм	±10; ±20	300	−60 ... 100	4,2 ... 7	3600 ... 6000	30	Температурная компенсация, измерение и регулирование температуры
СТ3-17	33 Ом ... 330 Ом	±10; ±20	300	−60 ... 100	3 ... 4,5	2580 ... 3860	30	
СТ4-17	1,5 кОм ... 2,2 кОм	±10	500	−80 ... 100	3,8 ... 4,2	3260 ... 3600	30	
СТ3-23	2,2 Ом ... 4,7 Ом	±10; ±20	—	0 ... 125	3,1 ... 3,8	2600 ... 3200	—	Температурная компенсация
СТ3-28	150 Ом ... 3,3 кОм	±20	—	−60 ... 125	3 ... 4,6	2580 ... 3970	—	Температурная компенсация
ММТ-15	760 Ом ... 1,21 кОм	—	—	−60 ... 125	2,6 ... 4	2230 ... 3430	—	Измерение и регулирование температуры, температурная компенсация
ПТ, ПТ-2	80 Ом ... 400 Ом	±20	—	−60 ... 150	4,4 ... 4,8	3800 ... 4100	—	Измерение и регулирование температуры
ПТ-1	400 Ом ... 900 Ом	—	—	−60 ... 150	4,1 ... 5,1	3500 ... 4400	—	Датчики автоматических регулируемых систем
ПТ-3	400 Ом ... 900 Ом	±20	—	−60 ... 150	4,3 ... 4,8	3700 ... 4100	—	
ПТ-4	600 Ом ... 800 Ом	—	—	−60 ... 150	4,1 ... 4,9	3500 ... 4200	—	
ТР-3	1,2; 12 кОм	±10	1000	−60 ... 125	3,9 ... 4,8	3470 ... 4270	—	
				Бусинковые				
КМТ-14	510; 680; 910 Ом 160; 200; 330 кОм 4,3; 7,5 МОм при 150°С	±20	100	−10 ... 300	2,1 ... 2,5 3,4 ... 4,2 3,5 ... 4,3	3690 ... 4510 6120 ... 7480 6300 ... 7700	10 ... 60	Измерение и регулирование температуры
СТ3-14	1,5; 2,2 кОм	±20	30	−60 ... 125	3,2 ... 4,2	2600 ... 3600	4	
МКМТ-16	2,7; 5,1 кОм	±30	40	−60 ... 125	3,8 ... 4,2	3260 ... 3600	10	
СТ1-18	1,5; 2,2 кОм 22; 33 кОм 1,5; 2,2 МОм при 150°С	±20	45	−60 ... 300	2,25 ... 5 при 150°С	4050 ... 9000	1	
СТ3-18	680 Ом ... 3,3 кОм	±20	15	−90 ... 125	2,6 ... 4,1	2250 ... 3520	1	
СТ1-19	3,3 кОм ... 10 кОм;	±20	60	−60 ... 300	2,35 ... 4 при 150°С	4230 ... 7200	3	

Окончание табл. 12.7

Тип	Диапазон номинальных сопротивлений при 20°С	Допуск, %	Максимальная мощность при 20°С, мВт	Диапазон рабочих температур, °С	ТКС при 20°С, %/°С	Постоянная В, К	Постоянная времени τ, с	Область применения	Внешний вид
СТ1-19	100; 150 кОм 1,5; 2,2 МОм при 150°С							Измерение и регулирование температуры	
СТ3-19	2,2; 10; 15 кОм	±20	45	−90 ... 125	3,4 ... 4,5	2900 ... 3850	3		
СТ3-22	1 кОм при 25°С	±30	8	−60 ... 85	3,1 ... 4,2	2700 ... 3700	15	Переменное сопротивление без подвижного контакта	
СТ3-25	1,5 кОм ... 6,8 кОм	±20	8	−100 ... 125	3,05 ... 4,3	2600 ... 3700	0,4	Измерение и регулирование температуры	
СТ4-16	10 кОм ... 27 кОм	±5; ±10	150	−60 ... 155	3,45 ... 4,45	2720 ... 3960	30	Измерение и регулирование температуры, температурная компенсация	
СТ4-16А	6, 8; 10; 15 кОм	±1; ±2; ±5	180	−60 ... 200	4,05 ... 4,45	3260 ... 4100			
ТР-1	15; 33 кОм	±10; ±20	20; 50	−60 ... 155	3,8 ... 4,4	3200 ... 3900	5 ... 10		
ТР-2	15; 33 кОм	±10; ±20	20; 50	−60 ... 155	3,8 ... 4,4	3200 ... 3900	5 ... 10	Измерение и регулирование температуры, температурная компенсация	
ТР-4	1 кОм	±20	70	−60 ... 200	1,8 ... 2,2	1600 ... 1960	3	Измерение и регулирование температуры, температурная компенсация, сигнализация уровня жидкости	

Таблица 12.8. **Терморезисторы с отрицательным ТКС – измерители мощности СВЧ**

Тип	Сопротивление в основной рабочей точке, Ом	Максимальная мощность в рабочей точке, мВт	Диапазон рабочих температур, °С	Чувствительность в рабочей точке, Ом/мВт	ТКС при 20°С, %/°С	Постоянная В, К	Постоянная времени τ, с	Внешний вид
Т8Д	140 ... 160	15	—	20 ... 30	~1,7	~1500	1	
Т8Е	140 ... 160	10	—	30 ... 70	—	~1500		
Т8М	180 ... 220	11		60 ... 110	—	—		
Т8Р	115 ... 135	12		10 ... 19	~0,8	—		
Т8С1	110 ... 130	24	−60...85	10 ... 40	—	—		
Т8С2	140 ... 160	19		12 ... 25	—			
Т8С3	140 ... 160	23		10 ... 50	—	—		
Т8С1М	110 ... 130	24		10 ... 40	—	—		
Т8С2М	140 ... 160	19		12 ... 25	—	—		
Т8С3М	140 ... 160	23		10 ... 50	—	—		
Т9	115 ... 135	19		10 ... 40	—	—		
ТШ-1	150	12	−60...85	—	0,6...3,4	~1400	0,8	
ТШ-2	150	17,5	−60...85	—	0,3...2,3	~1850	1,3	
СТЗ-29	$2{,}2\cdot10^3$ при 20°С 200 в нагретом состоянии	31	−60...85	10 ... 16	3,15 ... 3,85	2700 ... 3300	0,6 ... 0,7	
СТЗ-32	$2{,}2\cdot10^3$ при 20°С 150 в нагретом состоянии	18,6	−60...70	20 ... 30	3,15 ... 3,85	2700 ... 3300	0,6 ... 0,7	

Примечание. Под чувствительностью ТР в рабочей точке при температуре окружающей среды 20°С понимается изменение сопротивления ТР при изменении мощности рассеяния на 1 мВт.

Таблица 12.9. **Терморезисторы прямого подогрева – стабилизаторы напряжения**

Тип	Номинальное напряжение, В	Общий предел стабилизации по напряжению, В	Максимально допустимое изменение напряжения, В	Средний рабочий ток, мА	Рабочая область по току, мА	Предельно допустимая кратковременная (на 2 с) перегрузка, мА	Внешний вид
ТП 2/0,5	2	1,6 ... 3	0,4	0,5	0,2 ... 2	4	
ТП 2/2	2	1,6 ... 3	0,4	2	0,4 ... 6	12	
ТП 6/2	6	4,2 ... 7,8	1,2	2	0,4 ... 6	12	

резистивным отношением сопротивления при воздействии магнитного поля $R_в$ с определенным значением индукции (обычно 0,5 или 1 Т) к номинальному сопротивлению R_0 при отсутствии магнитного поля (табл. 12.13).

12.3. КОНДЕНСАТОРЫ

Классификация

В основу классификации конденсаторов положено деление их на группы по виду применяемого диэлектрика и по конструктивным особенностям, определяющим использование их в конкретных цепях аппаратуры (табл. 12.14). Вид диэлектрика определяет основные электрические параметры конденсаторов; сопротивление изоляции, стабильность емкости, потери и др. Конструктивные особенности определяют характер их применения: помехоподавляющие, подстроечные, дозиметрические, импульсные и др.

Система условных обозначений

Условное обозначение конденсаторов может быть сокращенным и полным.

Сокращенное условное обозначение состоит из букв и цифр. Первый элемент – буква или

Таблица 12.10. **Терморезисторы с отрицательным ТКС косвенного подогрева**

Тип	Диапазон номинальных сопротивлений	Номинальная мощность, мВт	Диапазон рабочих температур, °C	ТКС при 20°C, %/°C	Максимальный ток в цепи подогрева, мА	Постоянная B, K	Постоянная времени τ, с	Область применения	Внешний вид
ТКП-20 ТКПМ-20	500 Ом	220	−60...85	~2,2	40	~1850	45	Дистанционное управление усилением в электронных системах, реле времени. Регулируемые бесконтактные резисторы	ТКПМ ТКП
ТКП-50 ТКПМ-50	2,5 кОм	200	−60...85	~2,8	35	~2400	79		
ТКП-300А ТКПМ-300А	10 кОм	24	−60...85	—	20		17		
СТ1-21	6,8 ... 150 кОм	60	−60...85	3,25 ... 5,75	25	2880 ... 4920	15 ... 40	Регулируемые бесконтактные резисторы	
СТ3-21	680 Ом ... 1,5 кОм	60	−60...85	2,9...4,6	25	2560 ... 3840	15 ... 40		
СТ1-27	33 кОм	70	−60...85	4,3 ... 5,25	27	3690 ... 4510	4 ... 6		
СТ3-27	2,2 кОм	70	−60...85	3 ... 4,45	26	2560 ... 3840	4 ... 6		
СТ1-30	33 кОм	—	−60...85	4,2 ... 5,1	120	3600 ... 4400	6 ... 12	Измерение скоростей газов и жидкостей	
СТ1-31	4,7 кОм	194	−60...85	—	44	3690 ... 4510	6 ... 12	Регулируемые бесконтактные резисторы	
СТ3-31	680 Ом	90	−60...85	3,15 ... 3,85	29,1	2700 ... 3300	4 ... 6		
СТ3-33	680 Ом	—	−60...85	3 ...4	29,1	2790 ... 3410	4 ... 10		

Таблица 12.11. **Терморезисторы с положительным ТКС – позисторы**

Тип	Диапазон номинальных сопротивлений при 20°С	Максимальная мощность, Вт	Диапазон рабочих температур, °С	Диапазон температур положительного ТКС, °С	Максимальный ТКС при 20°С, %/°С	Кратность изменения сопротивления в области положительного ТКС	Постоянная времени τ, с	Область применения	Внешний вид
СТ5-1	20 ... 150 Ом	0,7	–20 ... 200	100 ... 200	20	1000	20	Измерение и регулирование температуры, противопожарная сигнализация, тепловая защита, ограничение и стабилизация тока	
СТ6-1А	40 ... 400 Ом	1,1	–60...155	40 ... 155	10	1000 при 25 ... 140°С	20		
СТ6-16	180; 270 Ом	0,8	–60...125	20 ... 125	15	1000 при 25 ... 100°С	20		
СТ6-3Б	1 ... 10 кОм	0,2	–60 ... 125	10 ... 125	15	100 при 25 ... 80°С	10		
СТ6-4Б	100 ... 400 Ом	0,8	–60 ... 125	20 ... 125	15	1000 при 25 ... 100°С	40		
СТ6-4Г	5 ... 25 кОм	0,8	–60 ... 125	–20 ... 125	2 ... 6	5 ... 15	40	Измерение и регулирование температуры	
СТ11-1Г	100 ... 300 Ом	0,8	–60 ... 125	–20 ... 125	6 ... 9	20 ... 80	40		
СТ6-1Б1	100 ... 400 Ом	0,8	–60 ... 100	30 ... 100	15	1000 при 25 ... 100°С	20	Нагревательные элементы и датчики температуры, термостатирование. Ограничение и стабилизация тока	
СТ6-2Б	10 ... 100 Ом	1,3	–60 ... 100	10 ... 100	15	1000 при 25 ... 100°С	20		
СТ6-5Б	3 ... 20 Ом	2,5	–60 ... 125	20 ... 125	15	1000	10		
СТ6-6Б	5 ... 25 Ом	2,5	–60 ... 125	20 ... 125	15	1000	180		
СТ10-1	30 ... 100 кОм	0,3 ... 0,7	–60 ... 70	–20 ... 70	2 ... 4	~10	50	Температурная компенсация	
СТ14-3	80 ... 200 Ом	0,5	–60 ... 175	100 ... 175	—	—	—	Саморегулирующиеся нагревательные элементы СВЧ устройств	
СТ15-2-127 В	15 ... 35 Ом	3 $U_{пред}$ = = 150 В J = 24 мА	–60 ... 60	60 ... 160	15	10000 при 25 ... 160°С	—	В схемах размагничивания масок цветных кинескопов	
СТ15-2-220 В	20 ... 50 Ом	3 $U_{пред}$ = = 250 В J = 12 мА	–60 ... 85	60 ... 160	15	10000 при 25 ... 160°С	—		

Таблица 12.12. **Варисторы**

Тип	Номинальная мощность, Вт	Диапазон рабочих температур, °С	Классификационное напряжение, В	Допуск по классификационному напряжению, %	Коэффициент нелинейности β, не менее	Классификационный ток, мА	Внешний вид
СН1-1-1	1	−40 ... 100	560		3,5		
			680, 820, 1000, 1200	±10	4	10	
			1300, 1500		4,5		
СН1-1-2	0,8	−40 ... 100			3,5		
			560		4		
			680	±10	4,5	10	
			1300				
СН1-2-1	1	−40 ... 100	56, 68, 82, 100, 120, 150, 180, 220, 270	±10; ±20	3,5	2	
СН1-2-2	1	−40 ... 100	15, 18, 22, 27, 33, 39, 47	±10;	3	3	
			56, 68, 82, 100	±20	3,5		
СН1-6	2,5	−60 ... 125	33	±10	4	20	
СН1-8	2	−40 ... 70	20 000, 25 000	—	6	25 ... 75	
СН1-9	0,01	−60 ... 70	240, 270, 300, 330, 360	±5	5	0,05	
СН1-10	3	−40 ... 125	15, 18	±10	3,2	10	
			22, 27, 33, 39, 47		3,5		
СН1-11	0,25	−60 ... 100	120	±10	4	2	
СН1-12	0,01	−60 ... 70	120, 150, 160, 180, 200, 220, 240, 270, 300, 330	±10	5	0,03	
СН1-14 (переменный)	2	−40 ... 60	8500	—	4,5	0,025 ... 0,075	
СН1-16Б (переменный)	2	−40 ... 70	5400	—	4	0,02 ... 0,06	
СН2-2А			330, 360, 390, 430, 470, 510, 560, 620, 680, 750, 820, 910				
СН2-2Б СН2-2В	—	−45 ... 85	1000, 1100, 1200, 1300, 1500	±5; ±10;	30	1	
СН2-2Г				±20			
СН2-2Д	—	−45 ... 85	560, 620, 680, 750, 820, 910, 1000, 1100, 1200	±5; ±10	30	1	

Таблица 12.13. **Магниторезисторы**

Тип	Номинальное сопротивление R_0, Ом	Допуск, %	Диапазон рабочих температур, °С	Магниторезистивное отношение R_B/R_0 в поле с индукцией, не менее		Максимально допустимая мощность рассеяния, мВт		Внешний вид
				0,5 Т	1,0 Т	Без теплоотвода	С теплоотводом	
MR-1	50	±20	—	3,5	7	5	20	
MR-2	75	±20	—	3,5	7	5	20	
MR-3	100	±20	—	3,5	7	5	20	
CM1-1	22; 33						0,125	
	68; 100	±20	−60...85	—	6,8; 10	—	0,25	
	150; 220			—		—	0,5	
CM4-1	47	±20	−60...85	3,3	—	6	—	

сочетание букв – обозначает подкласс конденсатора: К – постоянной емкости; КТ – подстроечные; КП – переменной емкости. Второй элемент обозначает группу конденсатора в зависимости от вида диэлектрика (табл. 12.14). Третий элемент пишется через дефис и соответствует порядковому номеру разработки. В состав второго и третьего элементов в отдельных случаях может входить также буквенное обозначение.

Таблица 12.14. **Условное обозначение конденсаторов в зависимости от материала диэлектрика**

Подкласс конденсаторов	Группа конденсаторов	Обозначение группы
Конденсаторы постоянной емкости	Керамические на номинальное напряжение ниже 1600 В	10
	Керамические на номинальное напряжение 1600 В и выше	15
	Стеклянные	21
	Стеклокерамические	22
	Тонкопленочные	26
	Слюдяные малой мощности	31
	Слюдяные большой мощности	32
	Бумажные на номинальное напряжение ниже 2 кВ, фольговые	40
	Бумажные на номинальное напряжение 2 кВ и выше, фольговые	41
	Бумажные металлизированные	42
	Оксидно-электролитические алюминиевые	50
	Оксидно-электролитические танталовые, ниобиевые и др.	51
	Объемно-пористые	52
	Оксидно-полупроводниковые	53
	С воздушным диэлектриком	60
	Вакуумные	61
	Полистирольные	71(70)
	Фторопластовые	72
	Полиэтилентерефталатные	73(74)
	Комбинированные*)	75
	Лакопленочные	76
	Поликарбонатные	77
	Полипропиленовые	78
Подстроечные конденсаторы	Вакуумные	1
	С воздушным диэлектриком	2
	С газообразным диэлектриком	3
	С твердым диэлектриком	4
Конденсаторы переменной емкости	Вакуумные	1
	С воздушным диэлектриком	2
	С газообразным диэлектриком	3
	С твердым диэлектриком	4

*) Комбинированный диэлектрик состоит из определенного сочетания слоев различных материалов.

Для старых типов конденсаторов в основу условных обозначений брались конструктивные, технологические, эксплуатационные и другие признаки (например, КД – конденсаторы дисковые, ФТ – фторопластовые теплостойкие, КТП – конденсаторы трубчатые, проходные).

Маркировка на конденсаторах может быть буквенно-цифровая, содержащая сокращенное

Таблица 12.15. **Допускаемые отклонения емкости от номинального значения**

Допускаемое отклонение емкости, %	Код	Допускаемое отклонение емкости, %	Код	Допускаемое отклонение емкости, пФ	Код
±0,1	B(Ж)	±20	M(B)	±0,1	B
±0,2	C(У)	±30	N(Ф)	±0,25	C
±0,5	D(Д)	−10 +30	0−	±0,5	D
±1	F(P)	−10 +50	T(Э)	±1	F
±2	G(Л)	−10 +100	Y(Ю)		
±5	J(И)	−20 +50	S(Б)		
±10	K(C)	−20+ +80	Z(A)		

Примечание. В скобках указано старое обозначение.

Таблица 12.16. **Цветовые коды для маркировки конденсаторов**

Цветовой код	Номинальная емкость, пФ		Допускаемое отклонение емкости	Номинальное напряжение, В
	первая и вторая цифры	множитель		
Серый	—	—	—	3,2
Черный	10	1	±20%	4
Коричневый	12	10	±1%	6,3
Красный	15	10^2	±2%	10
Оранжевый	18	10^3	±0,25 пФ	16
Желтый	22	10^4	±0,5 пФ	40
Зеленый	27	10^5	±5%	25 или 20
Голубой	33	10^6	±1%	32 или 30
Фиолетовый	39	10^7	−20 ... +50%	50
Серый	47	10^{-2}	−20 ... +80%	—
Белый	56	10^{-1}	±10%	63
Серебряный	68	—	—	2,5
Золотой	82	—	—	1,6

обозначение конденсатора, номинальное напряжение, емкость, допуск, группу ТКЕ, дату изготовления, либо цветовая.

В зависимости от размеров конденсаторов применяются полные или сокращенные (кодированные) обозначения номинальных емкостей и их допускаемых отклонений. Незащищенные конденсаторы не маркируются, а их характеристики указываются на упаковке.

Полное обозначение номинальных емкостей состоит из цифрового значения номинальной емкости и обозначения единицы измерения (пФ – пикофарады, мкФ – микрофарады, Ф – фарады).

Кодированное обозначение номинальных емкостей состоит из трех или четырех знаков, включающих две или три цифры и букву. Буква кода из русского или латинского алфавита обозначает множитель, составляющий значение емкости, и определяет положение запятой десятичного знака. Буквы П (p), Н (n), М (μ), И (m), Ф (F) обозначают множители 10^{-12}, 10^{-9}, 10^{-6}, 10^{-3} и 1 соответственно для значений емкости, выраженной в фарадах. Например, 2,2 пФ обозначается 2П2 (2p2), 1500 пФ – 1Н5 (1n5), 0,1 мкФ – М1 (μ1), 10 мкФ – 10 М (10 μ), 1 фарада – 1Ф0 (1F0).

Допускаемые отклонения емкости (в процентах или в пикофарадах) маркируются после номинального значения цифрами или кодом (табл. 12.15).

Цветовая кодировка применяется для маркировки номинальной емкости, допускаемого отклонения емкости, номинального напряжения до 63 В (табл. 12.16) и группы ТКЕ (см. табл. 12.18, 12.19). Маркировку наносят в виде цветных точек или полосок.

Параметры конденсаторов

Номинальная емкость и допускаемое отклонение емкости. Номинальная емкость ($C_н$) – емкость, значение которой обозначено на конденсаторе или указано в сопроводительной документации. Фактическое значение емкости может отличаться от номинальной на величину допускаемого отклонения. Номинальные значения емкости стандартизованы и выбираются из определенных рядов чисел путем умножения или деления их на 10^n, где n – целое положительное или отрицательное число. Наиболее употребляемые ряды номинальных емкостей приведены в табл. 12.17 (значения допускаемых отклонений емкостей см. в табл. 12.15).

Таблица 12.17. **Наиболее употребляемые ряды номинальных значений емкостей**

E3	E6	E12	E24	E3	E6	E12	E24
1	1	1	1		3,3	3,3	3,3
			1,1				3,6
		1,2	1,2			3,9	3,9
			1,3				4,3
	1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7	4,7
			1,6				5,1
		1,8	1,8			5,6	5,6
			2				6,2
2,2	2,2	2,2	2,2		6,8	6,8	6,8
			2,4				7,5
		2,7	2,7			8,2	8,2
			3				9,1

Номинальное напряжение ($U_н$). Это напряжение, обозначенное на конденсаторе (или указанное в документации), при котором он может работать в заданных условиях в течение срока службы с сохранением параметров в допустимых пределах. Номинальное напряжение зависит от конструкции конденсатора и свойств применяемых материалов. При эксплуатации напряжение на конденсаторе не должно превышать номинального. Для многих типов конденсаторов с увеличением температуры (как правило, более 70...85°С) допускаемое напряжение (U_t) снижается.

Тангенс угла потерь (tg δ). Характеризует активные потери энергии в конденсаторе. Значения

тангенса угла потерь у керамических высокочастотных, слюдяных, полистирольных и фторопластовых конденсаторов лежат в пределах $(10\ldots15)\cdot10^{-4}$, поликарбонатных $(15\ldots25)\cdot10^{-4}$, керамических низкочастотных 0,035, оксидных конденсаторов (5..35%), полиэтилентерефталатных 0,01...0,012.

Величина, обратная тангенсу угла потерь, называется *добротностью конденсатора*.

Сопротивление изоляции и ток утечки. Эти параметры характеризуют качество диэлектрика и используются при расчетах высокомегаомных, времязадающих и слаботочных цепей. Наиболее высокое сопротивление изоляции у фторопластовых, полистирольных и полипропиленовых конденсаторов, несколько ниже у высокочастотных керамических, поликарбонатных и лавсановых конденсаторов. Самое низкое сопротивление изоляции у сегнетокерамических конденсаторов.

Для оксидных конденсаторов задают ток утечки, значения которого пропорциональны емкости и напряжению. Наименьший ток утечки имеют танталовые конденсаторы (от единиц до десятков микроампер). У алюминиевых конденсаторов ток утечки, как правило, на один-два порядка выше.

Температурный коэффициент емкости (ТКЕ). Это параметр, применяемый для характеристики конденсаторов с линейной зависимостью емкости от температуры. Определяет относительное изменение емкости (в миллионных долях) от температуры при изменении ее на один градус Цельсия. Значения ТКЕ керамических конденсаторов и их кодированные обозначения приведены в табл. 12.18.

Слюдяные и полистирольные конденсаторы имеют ТКЕ в пределах $(50\ldots200)\cdot10^{-6}$1/°С, поликарбонатные $\pm50\cdot10^{-6}$1/°С. Для конденсаторов с другими видами диэлектрика ТКЕ не нормируется.

Допускаемое изменение емкости сегнетокерамических конденсаторов с нелинейной зависимостью ТКЕ приведено в табл. 12.19.

Параметры конденсаторов, их размеры и внешний вид даны в табл. 12.20–12.27.

Таблица 12.19. **Изменение емкости керамических конденсаторов с ненормируемым ТКЕ**

Условное обозначение группы	Допустимое изменение емкости в интервале температур от −60 до +85°С	Новое обозначение*	Старое обозначение: цвет покрытия	Старое обозначение: цвет маркировочного знака
Н10	±10	Оранжевый + + черный	Оранжевый	Черный
Н20	±20	Оранжевый + + красный	»	Красный
Н30	±30	Оранжевый + + зеленый	»	Зеленый
Н50	±50	Оранжевый + + голубой	»	Синий
Н70	−70	Оранжевый + + фиолетовый	»	—
Н90	−90	Оранжевый + + белый	»	Белый

*) В случаях, когда для обозначения группы требуется два цвета, второй цвет может быть представлен цветом корпуса.

Таблица 12.18. **Значения ТКЕ керамических конденсаторов и их условные обозначения**

Обозначение групп ТКЕ	Номинальное значение ТКЕ ($\cdot10^{-6}$ 1/°С)	Цветовой код: Новое обозначение*)	Старое обозначение: цвет покрытия конденсаторов	Старое обозначение: маркировочная точка
П100(120)	+100(+120)	Красный + фиолетовый	Синий	—
П60	+60	—	»	Черная
П33	+33	Серый	Серый	—
МП0	0	Черный	Голубой	Черная
М33	−33	Коричневый	»	Коричневая
М47	−47	Голубой + красный	»	—
М75	−75	Красный	»	Красная
М150	−150	Оранжевый	Красный	Оранжевая
М220	−220	Желтый	»	Желтая
М330	−330	Зеленый	»	Зеленая
М470	−470	Голубой	Красный	Синяя
М750(М700)	−750(−700)	Фиолетовый	»	—
М1500(М1300)	−1500(−1300)	Оранжевый + оранжевый	Зеленый	—
М2200	−2200	Желтый + оранжевый	»	Желтая

*) В случаях, когда для обозначения группы ТКЕ требуется два цвета, второй цвет может быть представлен цветом корпуса.

Таблица 12.20. **Конденсаторы с неорганическим диэлектриком**

Тип	Номинальное напряжение, В	Группа ТКЕ	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр (ширина)	длина	высота	
				Керамические низковольтные				
КД-1		П100	1 ... 7,5					
		П33	1 ... 10					
	250; 100	МП0	1 ... 18	±5; ±10; ±20				
		М47	1 ... 15	(ряд Е24)				
		М75	1 ... 39		4,5 ... 6,5	3	—	
		М750	10 ... 56					
		М1500	18 ... 130					
	160	Н30	330 ... 660	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$				
		Н70	680 ... 2200	(ряд Е6)				
КД-2		П100	1 ... 12					
		П33	1 ... 30					вар. „а”
		МП0	1 ... 39					
		М47	1 ... 43					
	500	М75	1 ... 68	±5; ±10	4 ... 16,5	5	—	вар. „б”
		М470	3,3 ... 120	±20				
		М750	3,3 ... 150	(ряд Е24)				
		М1500	15 ... 270					
		Н20	100 ... 3300	±20				вар. „в”
	250	Н50	100 ... 4700	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$	6 ... 18	6	—	
	300	Н70	470 ... 6800	(ряд Е6)	4 ... 16,5	5	—	
	250	Н90	1000 ... 15000					
КТ-1		П100	1 ... 30					
		П33	1 ... 62					
	250; 160	М47	1 ... 75	±5; ±10				
		М75	1 ... 130	±20	3,5	10 ... 20	—	
		М750	2,2 ... 270	(ряд Е24)				
		М1500	15 ... 560					
	80	Н70	680 ... 10000	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$				
КТ-2		П100	2,2 ... 30					
		П33	2,2 ... 82	±5; ±10; ±20 (ряд Е24)	7	12 ... 25	—	

КТ-2	500; 300	М47	2,2 ... 110					
		М75	2,2 ... 150					
		М750	2,2 ... 360					
		М1500	15 ... 750					
	160	Н70	680 ... 6800	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$				
	200; 125;	М47	8,2 ... 300	±5; ±10; ±20				
	80	М75						
КЛС		М750	18 ... 3 000					
		М1500			4 ... 10	8	4 ... 6	
	160; 100	Н30		$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$				
	50		680 ... 10 000					
	125; 80	Н50		(ряд Е6)				
	35	Н70	4 700 ... 33 000					
		Н90	4 700 ... 100 000					
КМ-3	250	Н30	680 ... 220 000	$\frac{+30}{-20}$	5 ... 13	4,5 ... 12,5	3	
КМ-4		П33	16 ... 510					
		МП0	56 ... 1 200					
	250; 160	М47	27 ... 510	±5; ±10; ±20	4,2 ... 15	4,5 ... 15	3 ... 3,3	
	(вар. «в»)	М75	41 ... 1 000	(ряд Е24)				
		М750	68 ... 1 800					
		М1500	150 ... 3 600					Вар. „а"
	160; 100	Н30	1 500 ... 470 000	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$				
	(вар. «в»)			(ряд Е6)				Вар. „б" Изоли-рованные неизоли-рованные
КМ-5		П33	16 ... 680					
		МП0	68 ... 1600	±5; ±10; ±20	4,2 ... 15	4,2 ... 15	3 ... 3,3	
	160; 100	М47	27 ... 680	(ряд Е24)				
	(вар. «в»)	М75	47 ... 1300					
		М750	68 ... 2700					Вар. „в"
		М1500	150 ... 5600					
	160; 70	Н30	1 500 ... 68 000	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$				
	50	Н90	15 000 ... 150 000	(ряд Е6)				
КМ-6		П33	120 ... 5100					
		М47	120 ... 6200	±5; ±10; ±20				
	50	М75	180 ... 5600	(ряд Е24)				
		М750	470 ... 10 000					
		М1500	820 ... 15 000		6,5 ... 14	6,5 ... 14	4,5 ... 10	

Продолжение табл. 12.20

Тип	Номинальное напряжение, В	Группа ТКЕ	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр (ширина)	длина	высота	
	25	Н30	10 000 ... 150 000	$^{+50}_{-20}$ $^{+80}_{-20}$				
	50	Н50	10 000 ... 150 000					
	35; 25	Н90	22 000 ... 22 000 000	(ряд Е6)				
К10У-5	3	Н50	100 000 ... 220 0000					
	10		10 000 ... 470 000					
	25		6800 ... 220 000	$^{+50}_{-20}$; $^{+80}_{-20}$	7 ... 19	2,3 ... 7,5	—	
	10		10 000 ... 330 000					
	25	Н90	6800 ... 330 000	(ряд Е6)				
	50		6800 ... 150 000					
	25	Н20	3300 ... 100 000	±20				
К10-7В		П33	15 ... 180					
		МП0	18 ... 220	±5; ±10; ±20				
		М47	22 ... 270	(ряд Е24)				
		М750	47 ... 680					
	50	М1500	68 ... 1000		4 ... 14	4 ... 14	3,5 ... 4,5	
		Н30	680 ... 10 000	±20				
		Н70	1500 ... 22 000	$^{+50}_{-20}$; $^{+80}_{-20}$				
		Н90	3300 ... 68 000	(ряд Е6)				
К10-17	25; 50	П33	2,2 ... 10 000					Вар. „а“ Вар. „б“ Вар. „в“ Вар. „г“ Вар. „д“
		М47	2,2 ... 12 000	±5; ±10; ±20				
		М75	10 ... 15 000	(ряд Е24)	1,5 ... 12	1,3 ... 8,6	1,8 ... 5,5	
		М750	33 ... 27 000					
		М1500	75 ... 39 000					
		Н50	680 ... 470 000	$^{+50}_{-20}$; $^{+80}_{-20}$				
	25; 40	Н90	2 200 ... 2 200 000	(ряд Е6)				
К10-23	16	П33	2,2 ... 360					
		М47	2,2 ... 330	±5; ±10; ±20	9	6,5	4,5	
		М75	10 ... 820	(ряд Е24)				
		М750	33 ... 1500					
		М1500	75 ... 3000					
		Н30	680 ... 33 000	$^{+50}_{-20}$; (ряд Е6)				

К10-38	500	М47	1 ... 10	±5; ±10; ±20 (ряд E24)		10,8		
		М750	0,56; 0,68; 0,82			12		
			1 ... 27		4,2		—	
		М1500	1 ... 30			10,8		
	300	Н70	470 ... 1000	$\frac{+80}{-20}$; (ряд E6)				
К10-42	50	М47	1 ... 22	±5; ±10; ±20 (ряд E24)	1,5	1 ... 1,4	1 ... 1,2	
К10-43	50	МП0	21,5 ... 44 200	±1; ±2; ±5 (ряд E192)	4 ... 16,5	2,9 ... 12	2,4 ... 6,5	Вар. „а" Вар. „в"
К10-47	500; 250 160	МП0	10 ... 100 000	±5; ±10; ±20 (ряд E12)				
	500; 250; 100; 50; 25	Н30	1000 ... 2 200 000	±20; $\frac{+50}{-20}$ (ряд E6)	4 ... 16	2,9 ... 13,5	1,6 ... 7,1	Вар. „а" Вар. „в"
		Н90	1 000 000 ... 6 800 000	$\frac{+80}{-20}$				
К10-48	250; 160	М47	18 ... 360	±5; ±10; ±20 (ряд E24)	4,5 ... 8	6	6 ... 8	Вар. „а"
		М75						
		М750	51 ... 1000					
		М1500	150 ... 2000					
	250; 160; 100	Н30	1000 ... 33 000	±20; $\frac{+30}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$ (ряд E6)				Вар. „б"
К10-50	25	МП0	1100 ... 30 000	±5; ±10; ±20 (ряд E24)	6,8 ... 8,4	4,6 ... 6,7	2,5 ... 5	
	10	Н90	22 000 ... 3 300 000	$\frac{+80}{-20}$ (ряд E6)				

Продолжение табл. 12.20

Тип	Номинальное напряжение, В	Группа ТКЕ	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр (ширина)	длина	высота	
	25	МП0	22 ... 30 000	±5; ±10; ±20 (ряд Е24)	1,5 ... 5,5	1,3 ... 4,4	1,2 ... 1,8	
	10	Н90	22 000 ... 3 300 000	+70/−20 (ряд Е6)				
Стеклянные и стеклокерамические								
К21-5	60	МП0						Вар. „а" Вар. „в"
		М47	2,2 ... 160	±5; ±10 (ряд Е24)	8,5	3 ... 4	6	
		М750						
		М330	180 ... 330					
К21-7	50	П120	56 ... 20 000	±5; ±10; ±20 (ряд Е24)	4,5 ... 14,5	9,5 ... 14,5	3 ... 4,5	
К21-9								Вар. „а"
	500; 250; 160; 63; 25	П100	2,2 ... 3900	±5 пФ (до 9,1 пФ)				
		П33	2,2 ... 4700					
		МП0	2,2 ... 5100	±5; ±10; ±20 (ряд Е24)				Вар. „б"
		М47	2,2 ... 5600		5,5 ... 14,5	4,5 ... 13,5	6 ... 6,5	Изолированные Неизолированные
		М75	15 ... 6200					
		М750	16 ... 7500					
		М220	20 ... 10 000					
К22У-1	250; 160; 100; 70; 35	МП0	22 ... 2200	±5; ±10; ±20 (ряд Е24)	6,5 ... 11	5,5 ... 9	3 ... 5	Вар. „в"
		М47						
		М330	56 ... 3900					
К22-5	25	М47	100 ... 39 000	±5; ±10; ±20 (ряд Е24)	6,3 ... 14	5,3 ... 14	3,6 ... 42	
		М75	75 ... 27 000					
		Н10	470 ... 120 000	±10; ±20 (ряд Е6)				
Высоковольтные керамические								
К15У-1	2000; 3500; 4000; 6000;	П100	1 ... 470		18 ... 180	7 ... 19		
К15-13	10 000; 15 000	МП0	18 ... 470		18 ... 90	10		
		М75	4,7 ... 27	±5; ±10; ±20 (ряд Е12)	18 ... 25	8 ... 12,5	—	
		М330	56 ... 1000		18 ... 90	8 ... 10		
		М750	18 ... 68		18 ... 25	8 ... 22,5		
		М1500	33 ... 10 000		18 ... 180	7,5 ... 30		

КВИ-1	8000; 10 000;	М1500	1,5 ... 22	±10; ±20	5 ... 16	16 ... 25	—
КВИ-2	16 000; 20 000	Н50	15 ... 100	(ряд Е6)	8 ... 14	16 ... 42	
К15-12	2000; 4000	МП0	0,47 ... 15	±10; ±20	3,4 ... 16	7 ... 14	—
К15-13		М330	8,2 ... 47	(ряд Е6)	10 ... 16	12,5 ... 14	
К15-4	12 000; 20 000; 30 000; 40 000	Н70	220 ... 4700	$\frac{+80}{-20}$ (ряд Е3)	22 ... 56	21 ... 46	—
К15-5	1600; 3000;	Н20	68 ... 6800	±20	8 ... 34	4 ... 5	—
	6300	Н50	68 ... 220	±10; ±20	10 ... 14,5	7	—
		Н70	330 ... 15 000	$\frac{+80}{-20}$	8 ... 38	4 ... 7	
				Слюдяные			
КСО-1	250	±50	51 ... 750	±2; ±5; ±10; ±20	13	7	4,6
КСО-2	250; 500	±100	100 ... 2400	(ряд Е24)	18	11	5,5
КСО-5	500	±200	470 ... 10 000		20	20	6,5 ... 9
КСОТ-1	250	±50	51 ... 510	±2; ±5; ±10; ±20	13	7	4,6
КСОТ-2	500	±100	100 ... 1200	(ряд Е24)	18	11	5,5
КСОТ-5		±200	470 ... 6800		20	20	6,5 ... 9
К31П-5	100	±50 ±100	100 ... 50 000	±1; ±2; ±5 (заданная емкость)	18 ... 20	11 ... 20	6,5 ... 9
К31У-3Е	250	±50 ±100	51 ... 510	±2; ±5; ±10; ±20	14	9	6,1
	500	±200	100 ... 6800	(ряд Е24)	18 ... 20	11 ... 20	6,5 ... 9
СГМ	250		51 ... 10 000		13 ... 18	6 ... 9	9,5 ... 22
	500		51 ... 6200	±2; ±5; ±10; ±20	18	7,5 ... 9	13,5 ... 22
	1000	±50	100 ... 6800	(ряд Е24)			
	1600	±200	100 ... 3900				
К31П-4	350	±50 ±200	50 ... 200 000	±0,3; ±0,5; ±1; ±2 (ряд Е192)	18	7 ... 8	15 ... 22
К31-10	100	±(33± ±30)	277 ... 10 000	±0,25; ±0,5; ±1; ±3; ±5; ±10 (ряд Е192)	17,5	4,5	15
К31-11	250	±50 ±100	51 ... 470	±2; ±5; ±10; ±20 (ряд Е24)	12	5	7
	500	±200	100 ... 10 000		17 ... 19	6 ... 9	11 ... 19

Таблица 12.21. **Конденсаторы с органическим диэлектриком**

Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
				диаметр (ширина)	длина	высота	
			Полиэтилентерефталатные низковольтные				
К73-5	250	0,001...0,22	±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	7...16,5	3...8	9...15	
К73-9	100	0,001...0,47	±5; ±10; ±20	12...24	4...13	6...18	
	200	0,0027...0,33	(ряд Е6)		4...15	6...20	
	400	0,001...0,15		13...24	4...13	6...18	
	630	0,00047...0,1			4...15	6...20	
К73-11	63	0,1...22		6...21	13...44		
	160	0,068...6,8	±5; ±10; ±20	7...22	13...22		
	250	0,047...2,2	(ряд Е6)	7...17		32	
	400	0,022...1		7...15	13...30		
	630	0,001...0,47		7...16			
К73-15	100	0,015...0,47	±5; ±10; ±20	6...14	16...32		
	160	0,0047...0,33	(ряд Е6)	5...14			
	250	0,0033...0,22			16...40	–	
	400	0,0022...0,22		5...16			
	630	0,00047...0,15					
К73-16	63	0,1...22		6...22			
	100	0,1...12		7...22			
	160	0,047...6,8	±5; ±10; ±20	7...20	18...48	–	
	250	0,047...10	(ряд Е6)	8...30			
	400	0,022...1		8...13			
	630	0,01...0,47					
	1000	0,01...0,22		7...16	34...48		
	1600	0,0047...0,1					
К73-17	63	0,22...4,7	±5; ±10; ±20	12...24	6...12	10...25	
	160	1,5...2,2	(ряд Е6)	24	12; 16	25; 28	
	250	0,047...1		12...23	6,3...10,5	11...21	
	400	0,022...1		12...24	6...14	10,5...27	
	630	0,01...0,47					
К73-20	630	0,0051	±5; ±10; ±20	7	21	–	
К73-22	630	0,01...0,047	±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	6...9	18...20	–	
К73-24	100	0,033...0,27	±5; ±10; ±20	11; 13	5; 7,1	9,5	
	250	0,001...0,027	(ряд Е6)	11	5		
	100	0,01...0,27		8,5; 11	2,5...4,6	4,5...6	
	250	0,001...0,0068		8,5	2,5	5	

К73-26	63	33...150	±5; ±10; ±20	24...40	60; 85	7,5...10
	100	15...100	(ряд Е6)		48; 85	
			Полиэтилентерефталатные высоковольтные			
К73-12	10 000	0,0047...0,022	±10	15; 20	25; 45	–
	30 000	0,003	±10	25	85	–
К73-13	10 000	0,002	±10	15	25	–
	4 000	0,0033...0,1	±5; ±10;	9...26	25; 45	–
К73-14	10 000	0,0022...0,022	±20	17...26	25; 65	–
	16 000	0,00047...0,01	(ряд Е6)	14...27		
	25 000	0,00047...0,0033		14...25	45; 65	–
К74-7	16 000	0,00015...0,00039	±20 (ряд Е6)	10; 13	25	–
			Полистирольные			
ПМ-1	63	0,0001...0,01	±10; ±20 (ряд Е12)	3,4...10	9...18	–
ПМ-2	63	0,0001...0,01	±5; ±10; ±20 (ряд Е24)	4,3...11,8	14...24	–
К70-6	35	0,018...0,1	±1; ±2; ±5; ±10	8...13	23; 33	–
	65	0,000022...0,015	(ряд Е12)	4...8	10...18	
К70-7	100	0,001...0,5				
	250	0,001...0,134	±0,25; ±0,5; ±1; ±2	25; 50	12,5; 25	20; 33
	100	0,001...0,5	(заданная емкость)	25; 50	12,5; 25	22; 35
	250	0,001...0,134				
	350	0,00015...0,175		40	10; 20	36,61
К71-4	160	1,2...10	±2; ±5; ±10; ±20	24...45	63...85	–
	250	0,01...1	(ряд Е12)	6...22	21...48	
К71-6	250	0,00033...0,01		5...12	14	–
	300	0,0000051...0,0003	±0,5; ±1; ±2; ±5;	4...7	10	–
	200	0,0121...0,2	±10 (ряд Е24 вар. «в»)	16...42	11...21	21...42
	250	0,000612...0,012	(Е192 вар. «б»)	16	6...10	12...19
	300	0,0001...0,000604		10	6...8	12...16
К71-7	250	0,001...0,5	±0,5; ±1; ±2; ±5 (заданная емкость)	10...26	6...16	12...32
			Полипропиленовые			
К78-2	250	0,068...2,2	±5; ±10; ±20	9...20	21...42	19...32
	300	0,01...0,1	(ряд Е6)	7...12,5	20,5...31,5	11,5...22
	1000	0,001...0,15		5,6...17	20...40	9...30
	1600	0,001...0,056		6...15		10...26
	2000	0,001...0,015		8...16	27...32	14...24
К78-3	630	0,27...0,56	±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	30...45	105	–

Продолжение табл. 12.21

Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
				диаметр (ширина)	длина	высота	
К78-4	160 250 500	3,3...68 2,2...33 0,47...10	±10; ±20 (ряд Е6)	26...55	45...100	–	
К78-5	2000	0,00047...0,047	±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	9...22	24...50	–	
К78-6	250 400 630	0,01...10 0,12...2,2 0,001...0,1	±2; ±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	7...38 7...32 7...14	21...63 21...52	–	
				Лакопленочные			
К76П-1 К76-3	63 250	0,47...2,2 0,1...10	±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	7...22 6...30	32; 48 32; 48	– –	
К76-4 К76-5	25 25	0,47...10 0,47...10		6...12 5...10	9...45 22; 28	– –	
				Фторопластовые			
ФЧ	60 124	0,1; 0,25 0,1	±5; ±10; ±20	14; 20 18	40 53	–	
ФТ-1	200 600	0,00056...0,022 0,00056...0,01	±5; ±10; ±20	6...14	14; 25	–	
ФТ-2 ФТ-3	200 600	0,027...0,47 0,018...0,22	(ряд Е12)	19...37 19...30	30...78	–	
К72П-6	200 500 1000 1600	0,00047...1 0,00047...0,47 0,00047...0,47 0,00047...0,056	±5; ±10; ±20 (ряд Е12)	7...60 8...60 12...60 14...36	20...100 20...80 3...110 34...80	–	
К72-9	200 300 500	1,5; 2,2 0,47...1 0,01...0,33	±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	9...26 32...34 36; 42	32...60 60; 80 100	–	
				Комбинированные			
К75-10	250 500 750 1000	0,1...10 0,1...3,3 0,1...1,5 0,1...1	±5; ±10; ±20 (ряд Е6)	9...48 16...48 22...50 22...55	38...95 62...115 62...115 90...115	–	

К75-12	400	0,0033...0,47	±5; ±10; ±20	6...20	18...52	–
	630	0,001...0,33	(ряд Е6)		18...62	
	1000	0,0022...0,22		10...20	22...52	–
	1600	0,01...0,1		14...20	30...52	
	400	1...10			25...80	
	630	1...8		45; 65	35...80	49; 112
	1000	0,5...6			25...90	
	1600	0,25...4			25...80	54; 112
К75-15	3000	0,1...10		45...85	20...180	54...150
	5000	0,05...4			20...160	
	10 000	0,051...1	±5; ±10; ±20	65; 80	45...140	75...140
	16 000	0,024...1	(ряд Е3)	65; 150	60...130	74...130
	25 000	0,024...0,5		100...150	65...130	115...350
	40 000	0,01...0,1		140; 150	85; 130	115...220
	50 000	0,0051...0,024		140	85	115...240
К75-24	400	0,1...4,7		8...34	36...55	
	630	0,1...4,7	±5; ±10; ±20	9...32	36...95	–
	1000	0,1...2,2	(ряд Е6)	14...32	38...95	
	1600	0,1...1,5			52...95	
			Поликарбонатные			
К77-1	63	0,22...22	±5; ±10; ±20	8...28		
	100	0,1...3,9	(до 0,82 мкФ)	8...20	21...48	
	200	0,022...3,9	±2; ±5; ±10; ±20 (от 1 до 4,7 мкФ)	8...28	21...63	
	400	0,001...1	±0,5; ±1; ±2; ±5; ±10; ±20 (более 5,6 мкФ) (ряд Е12)	7...28	17...63	
К77-2	63	0,056...0,33	±5; ±10; ±20	6	15...20	–
	100	0,01...0,047	(до 0,39 мкФ) ±2; ±5; ±10; ±20	6...9	20	–
	63	0,056...2,2	(более 0,39 мкФ)	6...14	17...31	–
	100	0,01...0,047	(ряд Е12)	6	17; 21	
			Бумажные			
БМ-2	160	0,033; 0,047	±5; ±10; ±20	7,5	24	–
	200	0,0033...0,022	(ряд Е6)	5; 6; 7,5	20; 24	
	300	0,00047...0,0022		5	20	
К40П-2	400	0,001...0,01	±5; ±10; ±20	6	25	–
		0,015...0,047	(ряд Е6)	11		

Продолжение табл. 12.21

Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
				диаметр (ширина)	длина	высота	
К4ОУ-9	200	0,00047...1	±10; ±20	5...20	18...52	–	
	400	0,0047...0,68		6...20	18...62		
	630	0,00047...0,47					
	1000	0,001...0,22	(ряд Е6)	10...20	22...52		
			Металлобумажные				
	160	0,05; 0,1; 0,25; 0,5; 1		6...14	22; 36		
	250			8,5...18	38; 51		
МБМ	500	0,025; 0,05; 0,1;					
		0,25; 0,5	±10; ±20		25...51	–	
	750	0,01; 0,025; 0,05;		8,5...16			
		0,1; 0,25					
	1000	0,01; 0,025; 0,05; 0,1			38		
	1500	0,0051; 0,01; 0,025;					
		0,05; 0,1		8,5...18	38; 51		
	160	2; 4; 10; 20; 30			16...41		
	300	1; 2; 4; 10; 20; 30			11; 46		
МБГО	400	1; 2; 4; 10; 20	±10; ±20	31; 46	16; 61	25; 50	
	500	0,5; 1; 2; 4; 10; 20			11; 76		
	630	0,25; 0,5; 1; 2; 4; 10			11; 56		
	200	0,5; 1; 2; 2; 10; 20		31; 46	11...51	25; 50	
	400	0,25; 0,5; 1; 2; 4; 10	±10; ±20		11...66		
МБГП	630	0,1; 0,25; 0,5; 1;		31...69	11...47	25; 50; 112	
(односек-	1000	0,5; 1; 2; 4; 10		46; 69	16...64	50; 112	
ционные)	1600	0,25; 0,5; 1; 2; 4; 20			10...107	50; 112; 100	
	250	0,5; 1; 2; 4; 10		31; 46	11...56	25; 50	
МБГЧ-1	500	0,25; 0,5; 1; 2; 4		31; 46; 69	16...34	25; 50; 115	
	750	0,25; 0,5; 1; 2		46; 69	21; 41; 34	50; 115	
	1000	0,25; 0,5; 1	±10; ±20				
МБГЧ-2	250	0,5; 10		30; 45	17; 60	30; 54	
	380	1		45	17	54	
	500	0,25		30	30	30	
К42У-2	160	0,047...1	±10; ±20	6...14	24; 36		
	250	0,047...1		8...16	24; 36; 50	–	
	500	0,033...0,1	(ряд Е6)	8; 9; 10	24; 36		

Таблица 12.22. **Конденсаторы с оксидным диэлектриком**

Тип	Номинальное напряжение, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей на частоте 50 Гц, %	Диапазои номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм		Внешний вид
					диаметр	длина	
			Алюминиевые оксидно-электролитические				
	6,3	20...25	5...500		7,5...18	13...18	
	10	5...25	10...4000		6...30	13...45	
	16	5...25	1...4000		4...30	13...60	
К50-6	25	5...25	1...4000	−20...+80	4...34	13...78	
	50	5...20	1...4000	(ряд Е3)	6...34		
	100	10...15	1...20		6...14	13, 18	
	160	10	1...20		6...18	18	
К50-6 (неполярный)	16	5...25	5...50	−20...+80	6...16	18	
	25		10		10,5		
	160	5...15	20...500			28...80	
	250		10...200	−20...+80			
К50-7	300	3...10	5...200	(ряд Е6)	16...30	20...80	
	350		5...100			28...60	
	450		5...100		19...30	28...80	
	50		100+300;		26	45, 60	
			300+300				
	250		100+100;		30, 34	80, 90	
К50-7		3...10	150+150	−20...+80			
(блоки)	300		50+50; 100+100		26, 30	60, 80	
	350		20+20; 50+50;			45; 80; 90	
			30+150				
	450		10+10; 20+20;		26; 30; 34		
			50+50			45; 60; 90	
	6,3		10...5000		4,5...25	19...55	
	12		5...2000			19...40	
К50-12	25	3...20	2...5000	−20...+80	4,5...32	14...85	
	50		1...200	(ряд Е3)	4,5...17	14...42	
	100		1...50			14...30	
	160		1...200		6...25	20...55	
	6,3	20...25	20...500		4...12	13...16	
	10	5...25	10...2000			13...26	
	16	5...25	5...2000	−20...+80	4...18		
К50-16	25	5...25	2...2000	(ряд Е6)		13...45	
	50	5...20	2...500		4...21		
	100	5...15	0,5...50		4...16	13...26	
	160	5...15	1...20		6...18	15; 18	
К50-18	3	16...18	470 000		80		
	6,3	13...15	100 000; 220 000		55; 80	142	
	10	11...15	100 000		60	142	
	16	6...9	22 000; 68 000; 100 000		40...65		
	25	6...8	15 000; 33 000; 100 000		45...80		
	50	5...6	4700; 10 000; 15 000; 22 000	−20...+50	40...65	92...142	
	80	4...5	4700; 10 000; 15 000		45...60		
	100	4...6	2200; 4700; 10 000		40...65		
	250	2,5...3	1000; 4700		40...65		
К50-19	80		160; 250; 350; 500; 750		30...40	58...113	
	150	100% (в повторно-кратковременном режиме)	50; 80; 110; 160; 200; 250	±20	26...34	53...118	
	320		10; 16; 25; 40; 60; 100			43...118	

Продолжение табл. 12.22

Тип	Номинальное напряжение, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей на частоте 50 Гц, %	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм		Внешний вид
					диаметр	длина	
К50-20	6,3	10...16	10...5000		6...32	21,5...52	
	16	10...16	2...2000		6...25	21,5...56	
	25	10...16	2...2000		6...32	21,5...52	
	50	3...16	1...2000	−20...+50		21,5...86	
	100	10	1...200	(ряд Е3)	8,5...25	22...56	
	160	10	2...200		8,5...32		
	250	10	20...50		8,5...25	42; 46	
	300	10	6...50			30...56	
	350	10	2...20		12...25	30...42	
	450	10	2...20			30...56	
К50-24	6,3	20...90	220...10 000			28...50	
	16	10...60	47...10 000		6...21	17; 58	
	25	10...60	22...4700	−20...+50			
	40	10...25	100...2200	(ряд Е3)	9...16	24...58	
	63	6...50	10...2200		6...21		
	100	9...30	4,7...220		6...12	17...50	
	160	9...40	2,2...220		6...21		
К50-26	63	16	1000+1000+ +1000+1000		34	70	
	350	5	150+150+47+47	−10...+50	34	95	
			220+100+47+22				
	450	5	47+47+33+33		34	70	
К50-27	160	5...8	470; 1000		30; 34	62; 92	
	250	5...15	10...470	−10...+30	9...30	34...77	
	300	5...13	10...470	(ряд Е3)	9...34	34...92	
	350	4...15	4,7...220		9...30	40...77	
	450	4...15	2,2...220		9...34	34...92	
К50-28	50	16	300+300		25	40	
	250	5	150+150	−20...+50	32	52	
	300	6...10	40+40		25	40	
	350	6...10	150+30		32	57	
	250	5...6	47...220		25	40...55	
	300	6...10	4,7...220	−20...+50	25; 32	40...47	
	450	6...10	10...47	(ряд Е3)	17; 25	28; 43	
К50-29	6,3	16...40	47...4700		5...17	17...42	
	16	12...40	22...2200				
	25	12...40	10...2200			17...48	
	63	6...30	4,7...1000	−20...+50	6...17	17...53	
	100	12...30	2,2...100	(ряд Е3)		17...37	
	160	12...30	1...47			17...42	
	300	12...16	4,7...47			22...48	
	350	16	2,2...22		12; 17	22; 38	
	450	10...14	2,2...22			22...48	
К50-32	160		1000...4700		32...65	82...106	
	250	2,5	100...2200	−20...+50	25...65	10...92	
	350		47...1000	(ряд Е6)	25...50	40...106	
	450		47...470			45...92	
К50-32А	16	0,6...1	15 000...47 000		32...50	67...92	
	40	1,1...2	4700...22 000	−20...+50	32; 50	47...99	
	63	1,4	1500		50	82	
К50-35	6,3	10...25	47...4700			12...30	
	16	5...25	33...4700			12...45	
	25	10...25	22...2200	−20...+50		12...40	
	40	5...20	22...1000	(ряд Е3)	6...18	14...30	
	63	4...15	10...1000			12...40	

Окончание табл. 12.22

Тип	Номинальное напряжение, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей на частоте 50 Гц, %	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм		Внешний вид
					диаметр	длина	
	100	5...15	2,2...220			12...30	
	160	3...10	1...100			12...35	
К50-38	6,3	8...25	47...10 000		6...18	13,5...30	
	16	5...25	47...10 000		6...21	13,5...57	
	25	10...25	22...2200		6...18	13,5...40	
	40	4...20	22...2200	−20...+50	6...21	15,5...42	
	63	4...15	10...2200	(ряд Е3)	6...21	13,5...57	
	100	5...15	4,7...220		6...18	13,5...30	
	160	6...10	1...100			13,5...35	
К50-40	6,3	25	22...220		4...7,5	7...12	*Неполярные*
	16	25	10...47	−20...+50	4...6		
	25	25	4,7...53				
	40	20	2,2...10	(ряд Е3)	4; 5	7	
	63	15	0,1...4,7				
	6,3	43,5	2,2				
	16	18	10; 22	−20...+50	6	11	
	50	1	47				

Таблица 12.23. **Конденсаторы оксидно-полупроводниковые**

Тип	Номинальное напряжение, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей на частоте 50 Гц, %	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр	длина	высота	
	6; 6,3		0,1...100	±10;	2,4...7	7,5...16		
	10		0,1...0,68	±20; ±30	3,2	7,5		
К53-1	16	20...40	0,068...68	(ряд Е6)			–	
К53-1А	20		0,047...47		2,4...7	7,5...16		
	30		0,033...33					
	6		0,68...100	±10;	3,2...7,2	7,5...16	–	
К53-4	15	20	0,47...68	±20; ±30				
	20		1,0...47	(ряд Е6)				
	6,3		0,68...330					
	16		0,47...220	±10;	3,2...10	7,5...25		
К53-4А	20	20	1...47	±20; ±30				
	30		0,47...33					
	40		0,1...10		3,2...7,2	7,5...16		
	50		0,1...6,8					
К53-7	15	20*	1...47	±10;	3,2...7,8	18...30	–	
(неполяр-	30		0,1...22	±20; ±30	4...7,8			
ные)				(ряд Е6)				
	6,3	25...40	0,1...100	±10;	3,2...9	7,5...16,5	–	
К53-14	10	25...40	0,1...47	±20; ±30				
К53-14А	16	20...25	0,068...33	(ряд Е6)	3,2...7,2	7,5...16		
	20	20...25	0,047...22					
	30	15...20	0,033...22					
	1,6		1,5...15	±20; ±30	1,9...3,6	1,2...2,1	3,4...6,1	
	3		1...10	(ряд Е6)				
К53-16	4		2,2...220		2,2...9,5	1,6...5,6	3,4...13,5	
К53-16А	6,3		0,68...330					
	10	20	0,47...220					
	16		0,33...150		1,9...13	1,2...5,6	3,4...16,5	

Окончание табл. 12.23

Тип	Номинальное напряжение, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей на частоте 50 Гц, %	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр	длина	высота	
	20		0,22...100					
	30		0,01...68					
	40		1,5...6,8		7,5...8,5	3,6...5	9...10	
	50		1...4,7					
	6,3		1...1000					
	16		0,68...330	±10;				
К53-18	20	10...40	0,47...220	±20; ±30	2,4...9	7,5...21	–	
	30		0,33...100	(ряд Е6)				
	40		0,033...22		2,4...7	7,5...12		
	3		0,68...15		5,8; 6,7	5,8; 6,7	7...8	
К53-19	6,3	20	0,47...330	±10;			11...14	
	16		0,33...220	±20; ±30	5,8...20	8; 9,5	7...18	
	20		0,33...150	(ряд Е6)				
	3,2		1,5...100					
	6,3		1...47					
К53-26	10	20	0,68...33	±20;	2,7...6,5	1...3,1	2...4,4	
	16		0,47...22	±30;				
	25		0,33...15	(ряд Е6)				
	32		0,22...10					
	1,6		1,5...15					
	3,2		1...10					
К53-30	4,0	20	1...10				–	
	6,3		0,68...6,8					
	10		0,47...4,7	±20; ±10	4; 4,5	5...7,5	–	
	16	20	0,33...3,3	(ряд Е6)				
	20		0,22...2,2					
	32		0,1...1,5					
	6,3		10...150					
	10		6,8...100	±20; ±30				
К53-31	16	7...50	4,7...68	(ряд Е6)	10; 15	7,1; 12	3; 4,5	
(высоко-	25		3,3...33					
частот-	30		2,2...15				3	
ные)	40		0,68...2,2		10	7,1		

Примечание. Допустимый диапазон частот переменного тока для неполярных конденсаторов К53-7 до 1000 Гц.

Таблица 12.24. **Конденсаторы объемно-пористые танталовые**

Тип	Номинальное напряжение, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей на частоте 50 Гц, %	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм		Внешний вид
					диаметр	длина	
К52-1	3	20	22; 47; 100		3...4,6	11...17,5	
	6,3	20	15; 33; 68; 150; 220; 330; 470				
	16	12	10; 22; 47; 100; 220	±10; ±20			
	25	12	6,8; 15; 33; 68; 150	13			
	35	8	4,7; 10; 22; 47; 100	(−20...	3...7,5	11...24	
				... +50)			
	50	8	3,8; 6,8; 15; 33; 68				
	70	8	2,2; 4,7; 10; 22; 47				
	100	8	1,5; 3,3; 6,8; 15; 33				

Окончание табл. 12.24

Тип	Номинальное напряжение, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей на частоте 50 Гц, %	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуск, % (ряд промежуточных емкостей)	Габаритные размеры, мм		Внешний вид
					диаметр	длина	
К52-1Б	6,3	20	33; 68; 150; 330; 680	±10; ±20; ±30 (−20... ...+50)	3...7,5	11...24	
	16	12	27; 47; 100; 220; 470				
	25	12	15; 33; 68; 150; 330				
	30 (32)	8	10; 22; 47; 100; 220				
	50	8	6,8; 15; 33; 68; 150				
	63	8	4,7; 10; 22; 47; 100				
	100	8	3,3; 6,8; 15; 33; 68				
К52-2	6	10...32	80; 1000	±10; ±20 ±30; (−20... ...+50)	13,5; 24	9,5; 11	
	15	10...32	50; 400				
	25	10...32	30; 300				
	50	5...32	20; 200				
	70	5...15	15; 150				
	90	5...15	10; 100				
К52-5	15	30...50	33; 330	±10; ±20; ±30 (−20... ...+50)	13,5; 24	8; 9,5	
	25	30...50	22; 220				
	50	20...40	15; 150				
	70	20...40	10; 100				
	90	20...40	6,8; 68				
К52-8 (неполярные)	6,3	70	33; 330	±10; ±20; ±30	13; 26	6,3; 9	
	16	55	15; 150				
	25	50	10; 100				
	50	40	6,8; 68				
	63	25	4,7; 47				
	100	30	3,3; 33				
К52-9	6,3	20	68; 150; 220; 330; 470	±10; ±20; ±30	4,8...7,5	18...22	
	16	10	47; 100; 220				
	25	10	33; 68; 150				
	32	8	22; 47; 100				
	50	8	15; 33; 68				
	63	8	10; 22; 47				
	100	8	6,8; 15; 33				
	125	6	1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 10; 22				
К52-11	6,3	20	150; 330; 680	±10; ±20; ±30	4,8...7,5	18...22	
	16	12	100; 220; 470				
	25	12	68; 150; 330				
	32	8	47; 100; 220				
	50	8	33; 68; 150				
	63	8	22; 47; 100				
	100	8	15; 33; 68				

Таблица 12.25. **Подстроечные конденсаторы**

Тип	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, пФ		Группа ТКЕ	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
		минимальная, не более	максимальная, не менее		диаметр (длина)	высота	ширина	
КПК-МН, КПК-МП	350	2; 4; 5; 6; 8	7; 15; 20; 25; 30	$-600 \cdot 10^{-6}$ 1/°C	15; 17	9	11	
КТ4-21,	100	1; 2; 3; 4; 5; 6	5; 10; 15; 20; 25; 30		5	3,5	5	

Окончание табл. 12.25

Тип	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, пФ		Группа ТКЕ	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
		минимальная, не более	максимальная, не менее		диаметр (длина)	высота	ширина	
КТ4-25	250	0,4; 1; 2; 3; 4, 5; 6; 8	2; 5; 10; 15; 20; 25; 30; 40	П100, МП0, М75 М470, М750	14	4,5	8,5	
КТ4-25 дифференциальные двухсекционные	250	1	5	М75	14	4,5	8,5	
КТ4-23	200	0,4; 2,2; 2,5; 4; 5; 6; 8	4; 7; 8; 15; 20; 25; 30	$-100\cdot10^{-6}$ 1/°С $-600\cdot10^{-6}$ 1/°С	8,2	7,5	–	
КТ4-24	50	5	25	М750	3,5	1,5	–	
КТ4-27	16	1; 1,5; 2	10; 15; 20	$1000\cdot10^{-6}$ 1/°С	2,8	1,2	2,6	
	25	0,4; 1	2; 5	М75	2,8	1,2;	2,6;	
	50	1; 2; 3; 4	5; 10; 15; 20		5	1,7	4,7	
КТ4-28	25	1; 3; 4; 5	10; 15; 20; 25; 40	М75; М750	2,8; 5	1,2; 1,8	2,6; 4,7	
КТ4-29	25	5	25	М750	3,5	1,6	3,4	
КТ2-17		1,5	5					
КТ2-18		1,5	10		11,5	12	10,5	
КТ2-19	160	1,9	15	300		14		
КТ2-20		2	30					
КТ2-21		3	50		16	15,4	14,5	
КТ2-23		6	50		18,5	29	22	
КПВ	300	4; 5; 6; 7; 8	50; 75; 100; 125; 140	50	31,6	43,5...61,5	26	
1КПВМ	300	1,8; 2,2; 2,8	6,5; 9; 15; 24			10,6...17		
	650	2; 2,8; 3,5	6,5; 12; 17	Не более +100	18,5	23,5...33	12	
	350	1,8; 2,2; 2,8	6,5; 9; 15; 24			20; 22,5		
2КПВМ	350	1; 1,5	1,8; 3,3; 5,8	Не более +100	25	11,3; 13; 17	13	
	650	1; 1,5	1,3; 2; 3,5			11,5; 15,5; 20,8		
3КПВМ	350	2,5; 3	6,5; 9; 15; 24	Не более +100	25	10,6...17	13	
	650	2,5; 3; 4	6; 5; 12; 17			10; 14; 3; 23,8		

Таблица 12.26. **Помехоподавляющие конденсаторы**

Тип	Номинальное напряжение, В	Проходной ток, А	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Допускаемое отклонение емкости, %	Группа ТКЕ	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
						диаметр (высота)	длина	ширина	
				Керамические					
КТП	400		1500...15000	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$	Н70		12–28		

Тип	Номинальное напряжение, В	Проходной ток, А	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Допускаемое отклонение емкости, %	Группа ТКЕ	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
						диаметр (высота)	длина	ширина	
КТП	500		5,6...470	±10;	П100; М47;	6,9...	12–20		
	750	5	8,2...330	±20	М75; М750; М1500	11,6	20–28		
	1000		330	±20	М1300	11,6	25		
	2000		68; 100		М1300				
КТПМ-1	160	5	68	±20	М1300	2,6	6,5		
КО	400	–	1000...4700	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$	Н70				
	500		6,8...330	±20	П100; М47; М75; М750; М1500	6,9... ...8,1	12; 15		
КДО	400	–	1500; 2200	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$	Н70	13	10,4; 12,7		
	500		3,3...100	±20	П100; М47; М75; М750; М1500				
К10П-4	350	10	3,9...150	±5; ±10; ±20	П100; М47; М75; М700; М1300; М2200	2; 10;	4,5; 5;		
	250		680...4700	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$	Н30; Н70; Н90	13,5	8		
			3,9...8,2	±0,5 пФ	П100				
К10-51	350	10	10...150	±5; ±10; ±20	М47; М75; М750; М1500	10	5		
			330...4700	$\frac{+50}{-20}$; $\frac{+80}{-20}$	Н30; Н70; Н90				
К10-44	250	10; 25	100...3300	±20	М47; М750; М1500	6; 8	2,2; 3		
			6800...22000	$\frac{+50}{-20}$	Н30	8	2,2		
				Бумажные					
КБП-С КБП-Ф ОКБП-С ОКБП-Ф	125 (50 f=50 Гц)		0,1; 0,22; 0,47; 1			14; 20; 24	47... ...80		КБП-С ОКБП-С
	250 (127 f=50 Гц)		0,22			20; 24	56... ...80		
	500 (220 f=50 Гц)	20	0,022; 0,047; 0,1; 0,22; 0,47	±10; ±20; ±30		14; 20; 24	47; 71; 80		
	1000 (380 f=50 Гц)		0,022; 0,047; 0,1			20; 24	56; 67; 80		КБП-Ф ОКБП-Ф
	1600 (500 f=50 Гц)		0,022; 0,047; 0,1				73; 85		
КБП-С	125 (50	40	0,1; 0,22; 0,47; 1; 2;			20... ...40	47... ...83		

Окончание табл. 12.26

Тип	Номинальное напряжение, В	Проходной ток, А	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Допускаемое отклонение емкости, %	Группа ТКЕ	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
						диаметр (высота)	длина	ширина	
КБП-Ф	f=50 Гц)	70	0,22			20	56		
	500 (220		0,022; 0,047;	±10;			47...		
	f=50 Гц)		0,1; 0,22;	±20;			...83		
			0,47; 1	±30					
	1000 (380		0,022; 0,047;			20...			
	f=50 Гц)	4	0,1; 0,22; 0,47			...40	56...		
							...83		
	1600 (500		0,1; 0,22			25; 40	85; 90		
	f=50 Гц)								
ОКБП-С	125 (50		0,022; 0,1;				64...		
ОКБП-Ф	f=50 Гц)		0,22; 0,47;				...116		
			1; 2						
	500 (220		0,022; 0,047;			20...			
	f=50 Гц)	42	0,1; 0,22; 0,47			...40			
	1000 (380		0,022; 0,047;				90...		
	f=50 Гц)		0,1; 0,22; 0,47				...116		
	16000 (500		0,022; 0,047;			24...	110;		
	f=50 Гц)		0,1; 0,22			...40	116		
				Пленочные					
К73-18	30	10	0,27	±10;		8	23		
				±20					
К73-21	50		0,47...10			4...	13...	12...	
						...10	...30	...28	
	160		0,33...2,2			5...	17...	14...	
						...8,5	...30	...22	
	250 (127	4; 6; 3	0.1...2,2	±10;		5...	13...	12...	
	f= 50 Гц)			±20		...10	...30	...24	
	500 (220	6,3; 10	0,1...2,2			5...	25...	17...	
	f=50 Гц)					...16	...42	...36	
К73-21	50		10			12		30	Вар. „а"
	160					10,5	30	24	
	250 (125	6,3	2,2	±10;		12		26	
	f=50 Гц)			±20					
	500 (220	6,3; 10	0,33...2,2			26...	24...	10,5...	
	f=50 Гц)					...43	...18	...38	
									Вар. „в"
	160	–	2,2	±20		18	38	24	
									Вар. „г"
	500 (250	4	1	±20		24	42	–	
	f=50 Гц)								
К73-28	50		0,47; 1			10; 14	28; 34		
	160 (50		0,047; 0,1;	±10;		10; 14;	28; 34;		
	f=50 Гц)		0,22; 0,47;	±20		18	48		
			1; 2,2						
	250 (127		0,022; 0,047;			10; 14	28; 34	–	
	f=50 Гц)	16; 25;	0,1; 0,22; 0,47						
	500 (250	40; 63;	0,022; 0,047;	(ряд Е3)		10; 14;	28; 34;		
	f=50 Гц)	100	0,1; 0,22;			18; 26	48; 63		
			0,47; 1						
	1000 (380		0,1; 0,22; 0,47			26			
	f=50 Гц)								
	1600 (380		0,022; 0,047;			14; 18;	34; 48;		
	f=50 Гц)		0,1; 0,22			26	63		

Таблица 12.27. **Фильтры проходные**

Тип	Номинальное напряжение, В	Проходной ток, А	Диапазон подавляемых частот, МГц	Номинальная емкость, пФ	Габаритные размеры, мм			Внешний вид
					диаметр (длина)	высота	ширина	
Б7-1	250	5	100...1500	3300	5	10	–	
Б7-2	250	5	100...1500	4700	6	12	–	
Б14	500	5	100...1500	4400	11,5	12	–	
Б23	300	5	100...6000	2200; 3300; 4700; 6800	11,5	12; 25	–	
Б23А	250	10; 15	100...10 000	1000; 1500	5; 6	10; 12	–	
Б23Б	50/250	10; 25	0,01...10 000	470 000...6 800 000 / 47 000...470 000	10,5...19,8	20	–	

12.4. МАГНИТНЫЕ СЕРДЕЧНИКИ, МАГНИТОПРОВОДЫ, ОБМОТОЧНЫЕ ПРОВОДА, ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ, КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Общие сведения

При проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) широкое применение находят различные виды электромагнитных компонентов (ЭК). К ним относятся:

трансформаторы: питания сетевые частотой 50 и 400 Гц, статических преобразователей напряжения, измерительные, согласующие, строчной и кадровой разверток телевизоров, импульсные, многофункциональные, регулируемые и пр.;

дроссели: фильтров выпрямителей, помехоподавления, накопительные импульсных регуляторов (стабилизаторов) напряжения и пр.;

магнитные усилители: с ОС и без ОС, одно- и двухтактные и пр.;

катушки индуктивности: постоянные, подстраиваемые, регулируемые и пр.;

устройства управления электронным лучом: отклоняющие, фокусирующие, сведения электронных лучей и пр.;

линии задержки: с сосредоточенными и с распределенными параметрами и пр.

Характерной особенностью этих пассивных компонентов является наличие одной или нескольких обмоток на магнитопроводе (сердечнике) из магнитомягкого материала. Свойства магнитопроводов описываются их внешними статическими и динамическими характеристиками.

Связь между напряженностью магнитного поля Н и магнитной индукцией в магнитопроводе В может быть представлена в виде основной кривой намагничивания (кривая 1 на рис. 12.4) и семейства сложных кривых, называемых петлями гистерезиса (кривые 2...4). В отличие от магнитожестких материалов, из которых преимущественно выполняются постоянные магниты, магнитомягкие материалы имеют узкую петлю гистерезиса, т.е. относительно малое значение коэрцитивной силы H_c, и обладают обратимыми свойствами намагничивания. Перемагничивание магнитопроводов по симметричным циклам происходит при двухполярном переменном напряжении синусоидальной, прямоугольной или треугольной формы. В трансформаторах статических преобразователей, магнитных усилителях возможна работа магнитопроводов с заходом в область насыщения магнитного материала. В импульсных трансформаторах используется режим однополярного намагничивания.

Магнитные свойства материалов магнитопроводов электромагнитных компонентов оцениваются следующими основными магнитными параметрами.

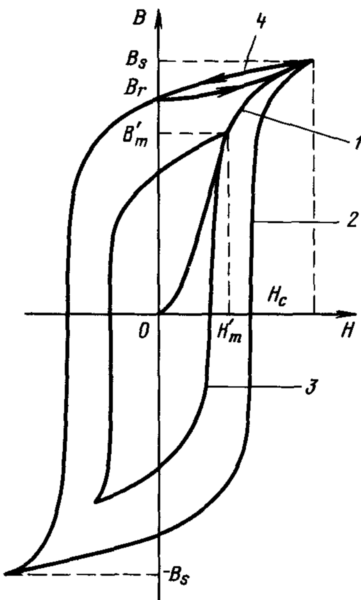


Рис. 12.4

Коэрцитивная сила H_c (А/м) – это напряженность магнитного поля на предельной петле гистерезиса, необходимая для того, чтобы довести до нулевого значения остаточную магнитную индукцию B_r материала, предварительно намагниченного до насыщения (рис. 12.4).

Остаточная магнитная индукция B_r (Тл) – индукция в материале магнитопровода, предварительно намагниченном до насыщения, при которой напряженность магнитного поля становится равной нулю.

Индукция насыщения B_s (Тл) – магнитная индукция, по достижении которой материал магнитопровода практически достигает полного намагничивания, при этом магнитная проницаемость начинает резко падать.

Максимальная магнитная индукция B_m – предельно допустимое значение магнитной индукции в магнитопроводе для выбранного магнитомягкого материала, после которого наступает насыщение ($B_m < B_s$). Максимальной магнитной индукции соответствует значение максимальной напряженности магнитного поля H_m.

Коэффициент прямоугольности петли гистерезиса, определяемый по предельному циклу из соотношения

$$\alpha_п = B_r/B_s.$$

Абсолютная магнитная проницаемость μ_a (Гн/м) равна отношению магнитной индукции к соответствующему значению напряженности магнитного поля в данном материале:

$$\mu_a = B/H.$$

Для оценки свойств магнитных материалов обычно пользуются значениями относительной магнитной проницаемости

$$\mu_r = \mu_a/\mu_0,$$

где μ_0 – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума), равная $\mu_0 = 1{,}26 \cdot 10^{-6}$ Гн/м.

При этом различают начальную магнитную проницаемость $\mu_н$, измеряемую при очень слабых магнитных полях (при значениях H, близких к нулю), и максимальную магнитную проницаемость μ_{max}.

Критическая частота $f_{кр}$ – частота, при которой значение тангенса угла потерь материала сердечника катушки индуктивности достигает 0,1 (или 0,02), что соответствует снижению добротности до 10 (или до 50).

Потери в магнитопроводе при перемагничивании вызывают его разогрев. Различают две составляющие потерь: из-за гистерезиса $P_г$ и вихревых токов $P_в$. Первая составляющая растет с увеличением частоты сети f и массы магнитопровода G_c, вторая возрастает пропорционально массе магнитопровода, квадрату частоты сети и толщине пластины (ленты) s и уменьшается с увеличением удельного электрического сопротивления материала магнитопровода ρ.

Для уменьшения потерь мощности и разогрева трансформатора выше предельно допустимой температуры (последняя в основном определяется теплостойкостью обмоточных проводов и электроизоляционных материалов) магнитопроводы выполняют наборными из тонких пластин или лент с электроизоляционным покрытием, а также прессованными из порошкообразных ферромагнитных материалов. В справочных таблицах обычно указываются удельные потери, отнесенные к единице массы магнитного материала $P_{уд}$, в этом случае $P = P_{уд}G_c$.

Магнитомягкие материалы магнитопроводов. Из стали электротехнической тонколистовой изготавливаются магнитопроводы сетевых трансформаторов питания, дросселей фильтров, магнитных усилителей и пр. В соответствии с ГОСТ 21427.0–75 марка электротехнической стали записывается четырьмя цифрами:

первая цифра – класс стали по структурному состоянию и виду прокатки: 1 – горячекатаная изотропная, 2 – холоднокатаная изотропная, 3 – холоднокатаная анизотропная с ребровой структурой;

вторая цифра – содержание кремния – 0 (до 0,4%)...5 (содержание кремния от 3,8 до 4,8%). Увеличение содержания кремния в стали способствует росту зерновой структуры, благодаря чему улучшаются магнитные свойства стали: повышается проницаемость в слабых и средних магнитных полях, уменьшаются потери. Однако сталь с содержанием кремния более 4% становится хрупкой и твердой, что затрудняет изготовление методом штамповки или навивки ленты магнитопроводов малых размеров и сложной формы;

третья цифра – группа по основной нормируемой характеристике, в частности, удельные потери: 0 – при магнитной индукции 1,7 Тл и частоте 50 Гц; 1 – при 1,5 Тл и 50 Гц; 2 – при 1 Тл и 400 Гц; магнитная индукция при напряженности поля: 6 – 0,4 А/м; 7 – 10 А/м;

четвертая цифра означает порядковый номер типа стали.

Для магнитных цепей электрических машин, трансформаторов и приборов предназначены марки электротехнической стали тонколистовой и в виде ленты, магнитные свойства которых приведены в табл. 12.28–12.33.

Холоднокатаные анизотропные электротехнические стали обладают повышенными магнитными свойствами вдоль направления проката, что учитывается при штамповке пластин магнитопроводов. Еще более эффективно используются эти свойства в ленточном витом магнитопроводе, так как в этом случае направление магнитных силовых линий на всех участках магнитной цепи будет совпадать с направлением проката. К тому же холоднокатаные стали имеют более высокую допустимую магнитную индукцию, что позволяет уменьшить массу и объем электромагнитных компонентов.

Магнитомягкие сплавы – пермаллои представляют собой сплавы железа с никелем (содержание последнего от 36 до 80%). Для улучшения отдельных магнитных свойств пермаллоев в сплав вводят еще молибден, хром, медь и другие металлы. Характерной особенностью пермаллоев является их легкая намагничиваемость в слабых магнитных полях, большие значения начальной и максимальной магнитной проницаемости, высокие значения удельного электрического сопротивления. Так, начальная магнитная проницаемость пермаллоя марок 79НМ и 80НХС может достигать значений 10000...

Таблица 12.28. **Основные характеристики электротехнической горячекатаной изотропной тонколистовой стали (ГОСТ 21427.3–75)**

Марка стали	Прежнее обозначение стали	Толщина, мм	Удельные потери, Вт/кг		Магнитная индукция, Тл, при напряженности магнитного поля, А/м				
			$P_{1/50}$	$P_{1,5/50}$	1000	2500	5000	10 000	30 000
1211	Э11	1	5,8	13,4	–	1,53	1,63	1,76	2
		0,5	3,3	7,7	–	1,53	1,64	1,76	2
1212	Э12	1	5,4	12,5	–	1,53	1,62	1,76	2
		0,65	3,4	8	–	1,5	1,62	1,75	1,98
		0,5	3,1	7,2	–	1,5	1,62	1,75	1,98
1213	Э13	1	4,7	10,7	–	1,5	1,62	1,75	1,98
		0,65	3,2	7,5	–	1,5	1,62	1,75	1,98
		0,5	2,8	6,5	–	1,5	1,62	1,75	1,98
1311	Э21	0,5	2,5	6,1	–	1,48	1,59	1,73	1,95
1312	Э22	0,5	2,2	5,3	–	1,48	1,59	1,73	1,95
1313	–	0,5	2,1	4,6	–	1,48	1,59	1,73	1,95
1411	Э31	0,5	2	4,4	–	1,46	1,57	1,72	1,94
		0,35	1,6	3,6	–	1,46	1,57	1,71	1,92
1412	Э32	0,5	1,8	3,9	–	1,46	1,57	1,71	1,92
		0,35	1,4	3,2	–	1,46	1,57	1,71	1,92
1413	Э33	0,5	1,55	3,5	–	1,48	1,59	1,73	1,94
		0,35	1,35	3	–	1,48	1,59	1,73	1,94
1511	Э41	0,5	1,55	3,5	1,3	1,46	1,57	1,7	1,9
		0,35	1,35	3	1,3	1,46	1,57	1,7	1,9
1512	Э42	0,5	1,4	3,1	1,29	1,45	1,56	1,69	1,89
		0,35	1,2	2,8	1,29	1,45	1,56	1,69	1,89
1513	Э43	0,5	1,25	2,9	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89
		0,35	1,05	2,5	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89
1514	Э43А	0,5	1,15	2,7	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89
		0,35	0,9	2,2	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89

Таблица 12.29. **Основные характеристики электротехнической холоднокатаной изотропной тонколистовой стали (ГОСТ 21427.2–75)**

Марка стали	Прежнее обозначение стали	Толщина, мм	Удельные потери, Вт/кг		Магнитная индукция, Тл, при напряженности магнитного поля, А/м				
			$P_{1/50}$	$P_{1,5/50}$	1000	2500	5000	10 000	30 000
2011	Э0100	0,65	3,8	9	1,48	1,6	1,7	1,8	2,02
		0,5	3,5	8	1,49	1,6	1,7	1,8	2,02
2012	Э0300	0,65	3,6	8	1,5	1,62	1,72	1,82	2,02
		0,5	2,9	6,5	1,5	1,62	1,72	1,82	2,02
2013	–	0,65	3,1	7	1,53	1,64	1,74	1,85	2,05
		0,5	2,5	5,6	1,54	1,65	1,75	1,85	2,05
2111	Э100	0,65	4,3	10	1,45	1,58	1,66	1,75	2
		0,5	3,5	8	1,46	1,58	1,67	1,78	2
2112	Э1000АА	0,65	3,5	8	1,46	1,59	1,67	1,77	2,02
		0,5	2,6	6	1,46	1,6	1,68	1,77	2,02
2211	Э1300	0,65	3	7	1,4	1,56	1,65	1,73	1,96
		0,5	2,6	5,8	1,4	1,56	1,65	1,76	2
2212	–	0,65	2,6	6,3	1,42	1,58	1,67	1,77	2
		0,5	2,2	5	1,42	1,6	1,68	1,77	2
2311	Э2200	0,65	2,5	5,8	1,36	1,52	1,62	1,72	1,96
		0,5	1,9	4,4	1,38	1,54	1,64	1,74	1,96
2312	–	0,65	2,4	5,6	1,38	1,54	1,64	1,72	1,96
		0,5	1,75	4	1,4	1,56	1,66	1,74	1,96
2411	Э3100	0,5	1,6	3,6	1,37	1,49	1,6	1,73	1,96
		0,35	1,3	3	1,37	1,5	1,6	1,7	1,95
2412	–	0,5	1,3	3,1	1,35	1,5	1,6	1,7	1,95
		0,35	1,15	2,5	1,35	1,5	1,6	1,7	1,95

Таблица 12.30. **Основные характеристики электротехнической холоднокатаной анизотропной стали (ГОСТ 21427.1–75)**

Марка стали	Прежнее обозначение стали	Толщина, мм	Удельные потери, Вт/кг			Магнитная индукция, Тл, при напряженности магнитного поля, А/м		
			$P_{1/50}$	$P_{1,5/50}$	$P_{1,7/50}$	100	250	2500
3411	Э310	0,5	1,1	2,45	3,2	–	–	1,75
		0,35	0,8	1,75	2,5	–	–	1,75
3412	Э320	0,5	0,95	2,1	2,8	–	–	1,8
		0,35	0,7	1,5	2,2	–	–	1,8
3413	Э330	0,5	0,8	1,75	2,5	–	–	1,85
		0,35	0,6	1,3	1,9	–	–	1,85
		0,3	–	1,19	1,75	–	–	1,85
3414	Э330А	0,5	0,7	1,5	2,2	1,6	1,7	1,88
		0,35	0,5	1,1	1,6	1,6	1,7	1,88
		0,3	–	1,03	1,5	1,6	1,7	1,88
		0,28	–	1,05	1,55	–	–	1,85
3415	–	0,35	0,46	1,03	1,5	1,61	1,71	1,9
		0,3	–	0,97	1,4	1,61	1,71	1,9
		0,28	–	0,95	1,38	1,61	1,71	1,9
3416	–	0,28	–	0,89	1,3	1,61	1,7	1,9

Таблица 12.31. **Основные характеристики ленты электротехнической холоднокатаной анизотропной стали (ГОСТ 21427.4–78)**

Марка стали	Прежнее обозначение стали	Толщина, мм	Удельные потери, Вт/кг		Коэрцитивная сила, А/м	Магнитная индукция, Тл, при напряженности магнитного поля, А/м					
			$P_{1/400}$	$P_{1,5/400}$		40	80	200	400	1000	2500
3421	Э340	0,2	–	–	28	0,5	0,85	1,1	1,35	1,45	1,7
		0,15	10	23	34	0,5	0,8	1,1	1,3	1,45	1,7
		0,08	10	22	36	0,4	0,75	1,1	1,25	1,45	1,7
		0,05	10	21	36	0,4	0,75	1,1	1,25	1,45	1,7
3422	Э350	0,15	9	20	32	0,6	0,95	1,25	1,4	1,55	1,75
		0,08	8,5	19	32	0,55	0,9	1,25	1,35	1,55	1,75
		0,05	8,5	19	36	0,55	0,9	1,25	1,35	1,55	1,75
3423	Э360	0,15	8	19	26	0,8	1,1	1,4	1,55	1,65	1,82
		0,08	7,5	17	28	0,8	1,05	1,4	1,5	1,65	1,82
		0,05	–	17	–	0,8	1,05	1,4	1,5	1,65	1,82
3424	Э360А	0,15	–	18	–	0,8	1,1	1,4	1,55	1,65	1,82
		0,08	–	16	–	0,8	1,1	1,4	1,55	1,65	1,82
		0,05	7,5	16	32	0,8	1,1	1,4	1,55	1,65	1,82
3425	Э360АА	0,15	–	17	–	1,1	1,35	1,5	1,65	1,75	1,82
		0,08	–	15	–	1,05	1,3	1,5	1,65	1,75	1,82
		0,05	–	15	–	1,05	1,3	1,5	1,65	1,75	1,82
3411	Э310	0,2	1,5*	2,2**	28	0,5	0,85	1,1	1,35	1,45	1,7

* При индукции 1,5 Тл и частоте 50 Гц.
** При индукции 1,7 Тл и частоте 50 Гц.

Таблица 12.32. **Основные характеристики электротехнической стали марки 1521 (ГОСТ 21427.3–75)**

Марка стали	Толщина, мм	Удельные потери, Вт/кг		Магнитная индукция, Тл, при напряженности магнитного поля, А/м		
		$P_{0,75/400}$	$P_{1/400}$	500	1000	2500
1521	0,35	10,75	19,5	1,21	1,3	1,44
	0,22	8	14	1,2	1,29	1,42
	0,2	7,2	12,5	1,2	1,29	1,42
	0,1	6	10,5	1,19	1,28	1,4

...30 000 (у электротехнической стали она составляет 400...700). Плотность пермаллоя различных марок составляет: 8200 кг/м³ для 50НП и 79НМ, 8600 кг/м³ для 47НК, 8700 кг/м³ для 34НКМП. Удельное электрическое сопротивление пермаллоя 79НМ – 0,55 Ом·мм²/м, 80НХС – 0,62 Ом·мм²/м.

Пермаллои – пластичные сплавы, поэтому они легко прокатываются в очень тонкие листы или ленты (до 0,005 мм). Применение пермаллоев малых толщин (0,05 мм и менее) предполагает выполнение магнитопроводов в виде неразрезных витых лентой кольцевых сердечников. Пермаллои очень чувствительны к механическим

Таблица 12.33. **Основные характеристики электротехнической стали марок 1571 и 1572 (ГОСТ 21427.3-75)**

Марка стали	Толщина, мм	Магнитная индукция, Тл, при напряженности магнитного поля, А/м							
		10	20	50	70	100	200	500	1000
1571	0,35	0,035	0,14	0,48	0,61	0,77	0,92	1,21	1,3
	0,2	0,03	0,1	0,38	0,58	0,66	0,9	1,18	1,29
1572	0,35	0,045	0,17	0,57	0,71	0,87	1,02	1,25	1,3
	0,2	0,04	0,14	0,48	0,62	0,74	0,92	1,2	1,29

Таблица 12.34. **Рекомендуемые толщины ленты из пермаллоя в зависимости от рабочей частоты, мм**

Марка	Диапазон рабочих частот, кГц					
	1...2	2...6	6...10	10...20	20...50	50...100
40НКМП	0,1...0,05	0,05	0,05...0,02	–	–	–
50НП	0,1	0,05...0,02	0,02	–	–	–
68НМП	0,1...0,05	0,05	0,02	–	–	–
34НКМП	0,1	0,05	0,05...0,02	0,02	–	–
79НМ	0,1	0,05	0,05	0,02	0,02	–
47НК	0,1	0,02	0,02	0,02	0,02...0,01	0,01
40НКМ	0,1	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02...0,01

воздействиям, их магнитные характеристики могут быть необратимо ухудшены при механическом сжатии, деформации сердечника, поэтому пермаллоевые магнитопроводы перед намоткой помещают в немагнитные защитные кожухи с крышкой. Рекомендуемые толщины ленты из пермаллоя различных марок для магнитопроводов электромагнитных компонентов, работающих на повышенных частотах (трансформаторы статических преобразователей напряжения, магнитные усилители и пр.), приведены в табл. 12.34. Применение магнитопроводов из пермаллоя вместо стали позволяет уменьшить массу и объем трансформатора тем больше, чем выше рабочая частота. Использование пермаллоя на частотах ниже 2 кГц вместо стали заметного практического эффекта не дает.

Основные характеристики пермаллоев с повышенной индукцией насыщения (50НП) и с высокой магнитной проницаемостью в слабых магнитных полях (79НМ, 80НХС) приведены в табл. 12.35, а частотные характеристики пермаллоев различных марок – в табл. 12.36.

Ферриты магнитомягкие – вещества поликристаллического строения, получаемые в результате спекания при высокой температуре смеси оксидов железа с оксидами цинка, марганца, никеля и других металлов для придания ей заданных свойств, последующего измельчения и формирования из порошка магнитопроводов необходимой формы (прессованием в стальных формах, выдавливанием через специальные мундштуки, методом горячего литья под давлением и пр.). Благодаря высокому удельному сопротивлению потери мощности в ферритах малы, а рабочая частота велика, поэтому ферритовые сердечники используют при изготовлении электромагнитных компонентов, работающих в областях звуковых и радиочастот. Наиболее широко применяются марганцево-цинковые (низкочастотные) и никель-цинковые (высокочастотные) ферритовые сердечники.

Марки ферритов обозначаются следующим образом: первое число – среднее значение начальной магнитной проницаемости, буква Н – низкочастотный (до 5 МГц) или В – высокочастотный (свыше 5 МГц); следующая буква означает: Н – никель-цинковый или М – марганцево-цинковый феррит. Последняя цифра означает модификацию данной марки феррита. В конце марки могут быть (не обязательно) буквы: С – для работы в сильных магнитных полях или И – для работы в импульсных полях.

Достоинства ферритов перед пермаллоем – более высокая рабочая частота, меньшая стоимость, возможность изготовления магнитопроводов практически любой формы. К недостаткам следует отнести низкие магнитную проницаемость и индукцию насыщения, большую зависимость параметров от температуры и механических воздействий, например ударов. Основные параметры различных марок ферритов общего применения приведены в табл. 12.37, а термостабильных ферритов – в табл. 12.38.

Магнитодиэлектрики, как и ферриты, являются высокочастотными магнитомягкими материалами. Они имеют некоторые преимущества перед ферритами: более высокую стабильность магнитных свойств, меньшую стоимость. Кроме того, более простая, чем у ферритов, технология позволяет получать сердечники более высоких классов точности и чистоты. По ряду электромагнитных параметров магнитодиэлектрики уступают ферритам. Магнитные свойства магнитодиэлектриков в значительной степени определяются особенностями намагничивания отдельных ферромагнитных частиц, их размерами, формой, взаимным расположением, соотношением между количеством ферромагнетика и диэлектрика. Наи-

Таблица 12.35. **Основные характеристики пермаллоя различных марок**

Марка	Класс	Вид материала	Толщина, мм	Начальная магнитная проницаемость, не менее	Максимальная магнитная проницаемость, не менее	Коэрцитивная сила, А/м, не более	Индукция насыщения, Тл, не менее
50НП	I	Ленты холоднокатаные	0,05...0,08	2000	20 000	20	1,5
			0,1...0,15	2300	25 000	10	
			0,2...0,25	2600	30 000	12	
			0,35...0,5	3000	35 000	10	
	II	То же	0,1...0,15	3000	30 000	14	1,5
			0,2...0,3	3500	35 000	12	
			0,35...0,5	4000	45 000	10	
	III	»	0,05...0,2	10 000	60 000	0,4	1,52
79НМ	I	»	0,005	7000	30 000	8	0,75
			0,01	14 000	60 000	5,6	
			0,02	16 000	70 000	4	
			0,05	16 000	90 000	3,2	
			0,08	16 000	90 000	3,2	
			0,1	20 000	120 000	2,4	
			0,15	20 000	120 000	2,4	
80НХС	II	»	0,005	10 000	35 000	6,4	0,73
			0,01	16 000	90 000	3,2	
			0,02	20 000	100 000	2,4	
			0,05	20 000	120 000	1,6	
			0,08	20 000	120 000	1,6	
			0,10	22 000	150 000	1,2	
			0,15	22 000	150 000	1,2	
			0,2; 0,25	25 000	180 000	1,2	
			0,35; 0,5	30 000	220 000	1	
			0,8; 1	30 000	220 000	1	
	III	Ленты холоднокатаные	0,01	20 000	120 000	2,4	0,73
			0,02	25 000	150 000	1,6	
			0,05; 0,1	30 000	200 000	1,2	
			0,2; 0,25	30 000	220 000	1	
			0,35	35 000	250 000	1	

более широко применяются магнитодиэлектрики на основе альсифера и карбонильного железа.

Альсифер представляет собой тройной сплав, состоящий из железа, кремния (порядка 9...
...11%) и алюминия (6...8%). Альсифер как сплав представляет собой литой нековкий материал с высокой твердостью и хрупкостью. Альсифер является дешевым и недефицитным материалом, хорошо поддается размолу и практически используется в качестве ферромагнитной составляющей магнитодиэлектриков. Связующими изолирующими составами служат как органические материалы (бакелит, полистирол, шеллак), так и неорганические (жидкое стекло и пр.). Сердечники прессуют, затем подвергают термической и химической обработкам. Важной особенностью альсифера является то, что его температурный коэффициент магнитной проницаемости в зависимости от содержания кремния и алюминия может быть меньше, больше или равен нулю (компенсированным).

Основные параметры альсифера различных марок, из которого изготовляются кольцевые сердечники в соответствии с ГОСТ 8763-77 для катушек индуктивности и трансформаторов радиоаппаратуры, приведены в табл. 12.39.

Буквы в названии марки альсифера означают: ТЧ – тональная (звуковая) частота, ВЧ – высокая частота, К – с компенсированным температурным коэффициентом магнитной проницаемости.

Карбонильное железо получают термическим разложением пентакарбонила железа $Fe(CO)_5$. В зависимости от условий термического разложения карбонильное железо может быть получено в виде порошка с частицами сфероидальной формы, губчатое и пр. Для изготовления магнитодиэлектриков выпускаются два класса карбонильных железных порошков: «Р» – для использования в радиоаппаратуре и «Пс» – для аппаратуры проводной связи.

Технологический процесс производства сердечников из порошка карбонильного железа состоит в изолировании порошка, прессовании деталей и их низкотемпературной термической обработке для придания механической прочности и стабилизации свойств. В табл. 12.40 приведены основные электромагнитные параметры магнитодиэлектриков на основе карбонильного железа.

Магнитодиэлектрики на основе *молибденового пермаллоя* имеют наибольшую начальную магнитную проницаемость (до 200...250), более высокую стабильность и меньшие потери на гистерезис и вихревые токи (при равных значениях проницаемости), чем альсиферы. Для придания пермаллою хрупкости, что необходимо при измельчении его в порошок, в процессе

Таблица 12.36. **Частотные характеристики пермаллоя различных марок**

Марка	Толщина, мм	Удельные потери, Вт/кг (числитель), и напряженность магнитного поля, А/м (знаменатель)															
		1 кГц				2,4 кГц				5 кГц				10 кГц			
		Магнитная индукция, Тл															
		0,3	0,5	0,65	1	0,3	0,5	0,65	1	0,3	0,5	0,65	1	0,3	0,5	0,65	1
34НКМП	0,1	–	2,2/12	3,6/13	7,2/17	–	8/16	12,5/19	26/25	–	25/24	38/30	79/40	–	68/34	103/39	220/54
	0,05	–	2,2/15	3,6/16	7/17	–	8,5/20	12,5/21	23/23	–	23/26	33/28	66/30	–	60/33	90/36	170/44
	0,02	–	3,4/16	4,5/17	8,3/18	–	9/19	15/21	27/22	–	24/22	35/24	60/26	–	50/31	75/34	135/40
79НМ	0,05	–	0,9/4	1,4/9	–	–	2,9/6	4,8/10,5	–	–	10,5/8	16/14	–	–	32/13	50/20	–
50НП	0,05	–	3,5/28	5/29	9,5/30	–	12/32	16,8/33	30/34	–	35/36	48/38	95/41	–	85/42	120/44	250/50
	0,02	–	3/14	4,4/15	8/16	–	9,5/17	13,5/20	24/24	–	24/21	35/22	60/26	–	56/29	80/32	140/36
47НК	0,02	2,5/250	6/450	25/900	–	4/250	11/460	46/920	–	7,5/260	20/470	85/940	–	15/280	45/490	200/980	–
40НКМ	0,02	1/150	3/250	12/480	–	1,8/150	5/250	22/480	–	3/150	9/250	42/530	–	6,5/180	22/310	100/600	–

Окончание табл. 12.36

Марка	Толщина, мм	Удельные потери, Вт/кг (числитель), и напряженность магнитного поля, А/м (знаменатель)																			
		20 кГц					50 кГц					75 кГц					100 кГц				
		Магнитная индукция, Тл																			
		0,2	0,3	0,5	0,65	1	0,2	0,3	0,5	0,65	1	0,2	0,3	0,5	0,65	1	0,2	0,3	0,5	0,65	1
34НКМП	0,02	–	–	120/47	170/50	300/55	–	–	350/65	500/70	800/80	–	–	560/78	800/90	–	–	–	–/85	–/95	–/110
	0,05	–	–	135/65	210/70	420/80	–	–	480/73	700/77	–/85	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
50НП	0,02	–	–	135/80	200/88	350/95	–	–	430/96	630/94	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
79НМ	0,02	8,5/8	19/11	54/20	–	–	30/12	70/17	180/30	–	–	60/13	135/18,5	370/34	–	–	80/14	180/20	500/38	–	–
	0,01	5/5,5	10,5/7,5	28/14	–	–	16/8,5	33/13	90/22	–	–	27/10	55/15	150/23	–	–	37/11	80/16	220/24	–	–
47НК	0,02	20/120	42/190	122/320	–		–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
40НКМ	0,02	6/–	16/230	50/360	–	–	24/–	56/330	170/500	–	–	–	–	–	–		70/–	150/550	400/800	–	–

Таблица 12.37. **Основные электромагнитные параметры высокопроницаемых ферритов и ферритов общего назначения**

Марка	Начальная магнитная проницаемость $\mu_н$	Коэффициент температурной нестабильности $\alpha_\mu \cdot 10^6$, 1/°C, в интервале температур		Магнитные потери $tg\,\delta \cdot 10^6$ при		
		−60...+20°C	+20...+125°C	f, МГц	H_m=0,8 А/м	H_m=8 А/м
20000НМ	15000...25000	0...1,5	−0,5...+0,75	0,01	10	30
10000НМ	8000...15000	0...2	0...1,5	0,02	35	90
6000НМ1	4800...8000	0...1,5	0...1,5	0,03	10	30
6000НМ	4800...8000	–	–	0,03	45	75
4000НМ	3500...4800	–	–	0,1	35	60
3000НМ	2500...3500	2...3	1...2	0,1	35	60
2000НМ	1700...2500	0...3,5	−1...+3,5	0,1	15	45
2000НН	1800...2400	1,5...3,7	−0,6...+4,5	0,1	85	270
1500НМ	1200...1800	2,5...4,5	−0,5...+5	0,1	15	45
1000НМ	800...1200	2...6	–	0,1	50	150
1000НН	800...1200	2,5...7,5	–	0,1	22	75
600НН	500...800	6...15	–	0,1	12	25
400НН1	320...480	25...30	−6...−8	0,1	18	25
400НН	350...500	5...15	–	0,1	18	50
100НН	80...120	30...90	–	7	125	–

Таблица 12.38. **Основные магнитные параметры термостабильных ферритов**

Марка	Начальная магнитная проницаемость $\mu_н$	Коэффициент температурной нестабильности $\alpha_\mu \cdot 10^6$, 1°C, в интервале температур		Магнитные потери $tg\,\delta \cdot 10^6$ при		
		−60...+20°C	+20...+125°C	f, МГц	H_m=0,8 А/м	H_m=8 А/м
2000НЗМ	1700...2500	0...1,5	–	0,1	12	35
2000НМ1	1700...2500	–	–	0,1	15	45
1500НМ3	1200...1800	−0,2...+1,5	−0,2...+1,1	0,1	5	15
1500НМ1	1200...1800	–	–	0,1	15	45
1000НМ3	800...1200	−0,2...+1,2	−0,2...+1	0,1	5	15
700НМ	500...900	−0,2...+1,2	−0,2...+1,2	3	80	–
150ВН	130...170	–	–	12	135	–
100ВН	80...120	–	–	18	135	–
50ВН	40...60	−3...+10	0...+10	20	180	–
30ВН	25...35	–	−35...+35	30	170	–
20ВН	16...24	−2...+20	−0,2...+20	30	300	–
7ВН	6...8	−14...+70	−14...+70	70	680	–

Таблица 12.39. **Основные магнитные параметры кольцевых сердечников из прессованного порошкообразного альсифера (ГОСТ 8763–77)**

Марка	Начальная магнитная проницаемость $\mu_н$	Магнитные потери на частоте 100 кГц			Критическая частота $f_{кр}$, МГц, при $tg\,\delta$=0,02	Температурный коэффициент начальной магнитной проницаемости $\alpha_{\mu н} \cdot 10^6$, 1/°C, в интервале температур	
		Тангенс угла магнитных потерь $tg\,\delta \cdot 10^3$ при напряженности магнитного поля H_m = 8/4,8 А/м	Коэффициент потерь на гистерезис $\delta_h \cdot 10^4$, м/А	Коэффициент потерь на вихревые токи $\delta_f \cdot 10^9$, 1/Гц		−60...+20°C	+20...+70°C
ТЧ90	79...91	83,9/83,5	1,1	–	0,02	–	⩽ −600
ТЧ60	53...63	27,7/27,4	0,81	–	0,07	–	⩽ −400
ТЧК55	48...58	27,7/27,4	0,81	–	0,07	+150...−450	−150...+50
ВЧ32	28...33	10/9,9	0,38	–	0,2	–	⩽ −250
ВЧ22	19...24	4,7/4,6	0,25	25	0,7	–	⩽ −200
ВЧК22	19...24	4,7/4,6	0,25	25	0,7	+150...−450	−50...+50

Максимальная магнитная проницаемость μ_{max}	Параметры петли гистерезиса			Критическая частота $f_{кр}$, МГц, при		Удельное электрическое сопротивление ρ, Ом·м
	B, Тл	B_r, Тл	H_c, А/м	tg δ=0,1	tg δ=0,02	
35000	0,35	0,11	2	0,005	–	0,01
17000	0,35	0,11	4	0,05	0,02	0,01
10000	0,35	0,09	8	0,1	0,03	1
10000	0,35	0,11	8	0,005	–	0,1
7000	0,35	0,13	8	0,1	0,005	0,5
3500	0,35	0,12	12	0,1	0,002	0,5
3500	0,35	0,13	24	0,5	0,05	0,5
2500	0,38	0,11	24	0,6	0,1	0,5
1800	0,35	0,11	20	0,6	0,2	0,5
7000	0,25	0,12	8	0,1	–	10
3000	0,27	0,15	20	0,4	–	10^4
1600	0,31	0,14	32	1,5	0,7	10^4
1400	0,28	0,16	48	6	3,9	10^3
1100	0,25	0,12	64	3,5	1,5	10^4
850	0,44	0,29	56	30	15	10^8

Максимальная магнитная проницаемость μ_{max}	Параметры петли гистерезиса				Критическая частота $f_{кр}$, МГц, при		Удельное электрическое сопротивление ρ, Ом·м
	H, А/м	B, Тл	B_r, Тл	H_c, А/м	tg δ=0,1	tg δ=0,02	
3500	800	0,36	0,12	25	0,5	0,05	0,5
3500	800	0,38	0,12	16	0,5	0,05	5
3000	800	0,38	0,08	16	1,5	0,3	20
3000	800	0,35	0,1	16	0,6	0,1	5
2000	800	0,33	0,1	28	1,8	0,6	10
1000	800	0,38	0,05	240	5	2	20
330	4000	0,35	0,15	240	25	15	10^4
280	4000	0,36	0,15	280	35	25	10^5
170	4000	0,3	0,2	360	70	40	10^4
90	4000	0,26	0,07	520	200	110	10^5
45	4000	0,2	0,1	1000	120	65	10^6
15	4000	0,07	0,06	2240	220	150	10^6

Таблица 12.40. **Электромагнитные параметры магнитодиэлектрика на основе карбонильного железа (ГОСТ 13610–79)**

Марка	Эффективная магнитная проницаемость $\mu_{эф}$ на частоте 5/50, МГц	Коэффициенты потерь			Критическая частота $f_{кр}$, МГц	Температурная нестабильность магнитной проницаемости $\alpha_\mu \cdot 10^6$, 1/°С, в интервале температур −60...+100°С
		на гистерезис $\delta_h \cdot 10^6$, м/А	на вихревые токи $\delta_f \cdot 10^9$, 1/Гц	динамические $\delta_д \cdot 10^3$		
Р-10	2,9/–	3...5	2...3,5	0,15...0,25	10	25...180
Р-20	2,95/–	1,5...2,5	2...3	0,05...0,1	20	20...150
Р-100	–/1,55	1,25...1,85	0,15...1,2	0,05...0,1	100	50...100
Р-100Ф	–/1,6	1,2...2	1...2,8	0,05...0,1	100	30...150
Пс	2,9/–	⩽1,5	⩽3,5	⩽0,2	20	25...110

Таблица 12.41. **Электромагнитные параметры магнитодиэлектриков на основе молибденового пермаллоя**

Марка	Начальная магнитная проницаемость $\mu_н$	Коэффициенты потерь			Температурный коэффициент магнитной проницаемости		
		на гистерезис $\delta_h \cdot 10^5$, м/А	на вихревые токи $\delta_f \cdot 10^9$, 1/Гц	динамические $\delta_д \cdot 10^3$	$\alpha_\mu \cdot 10^6$ без термокомпенсации	$\alpha_\mu \cdot 10^6$ с термокомпенсацией	в диапазоне температур, °С
П250	230	8,2	1000	3	200	–	−60...+85
П140	140	6,3	450	2	100	–	−20...+70
П100	100	3,1	200	2	100	30±15	−60...+85
П60	60	1,9	100	1,5	100	30±15	−60...+85

выплавки вводят небольшие добавки серы. Сплав марки 80Н2М, предназначенный для изготовления магнитодиэлектрика, имеет состав: никеля – 81%, молибдена – 2,6%, железа – 16,4%, серы – 0,02%. При изготовлении отливок обеспечивают рекристаллизацию с образованием определенной структуры. При помоле в высокодисперсный порошок стремятся сохранить форму и размеры зерен, покрытых тончайшей пленкой сульфидов металлов. Затем порошок смешивают с диэлектриком, прессуют изделия и производят их термообработку в вакууме для снятия внутренних напряжений. По данной технологии изготавливают четыре марки магнитодиэлектриков на основе молибденового пермаллоя (МО–пермаллоя), магнитные параметры которых приведены в табл. 12.41.

Аморфные магнитные материалы – новая группа магнитомягких материалов с сочетанием высоких магнитных, механических свойств и низкой стоимости. Характерной особенностью их структуры является отсутствие упорядоченности, периодичности расположения атомов в кристаллической решетке, что достигается высокой скоростью охлаждения расплава. Процесс производства аморфных сплавов проще и дешевле, чем традиционных листовых магнитомягких сталей и пермаллоев. Малая коэрцитивная сила и потери мощности, высокие значения магнитной проницаемости, индукции насыщения и удельного сопротивления, хорошая температурная и временная стабильность магнитных свойств – все это обеспечивает перспективу применения аморфных сплавов и позволяет существенно улучшить параметры электромагнитных компонентов.

Магнитомягкие аморфные сплавы содержат железо, кобальт, никель и до 15...25% металлоидов (бора, углерода, кремния, фосфора), для придания дополнительных свойств (термостабильности, антикоррозийности и пр.) вводят хром, тантал, ванадий. Наиболее перспективными отечественными сплавами являются железоникелевые, высококобальтовые и высокожелезистые аморфные сплавы, например 45НПР-А, 44НМР-А, 85КСР-А, 94МСР-А и др. (буква А в марках означает «аморфный»). При магнитной индукции до 0,7 Тл на частотах до 100...300 кГц потери мощности в 2–3 раза ниже, чем в электротехнических сталях. Аморфный сплав марки 94МСР-А имеет индукцию насыщения 1,6 Тл и удельные потери на частоте 50 Гц порядка 0,25...0,46 Вт/кг. К недостаткам аморфных сплавов следует отнести значительные разбросы параметров из-за несовершенства технологических процессов их обработки, относительно большую твердость ленты, невысокую плоскостность ленты (коэффициент заполнения магнитопровода не превышает 0,85).

Магнитопроводы и сердечники электромагнитных компонентов. Магнитопровод (сердечник) является одним из основных элементов конструкции практически любого электромагнитного компонента. Марка ферромагнитного материала, вид и тип магнитопровода выбираются в зависимости от назначения компонента, рабочей частоты, условий эксплуатации, требований к уровню наводимых электромагнитных помех и пр.

В соответствии с ГОСТ 20249–80 магнитопроводы трансформаторов и дросселей, работающих с частотой 50 Гц, выполняются из электротехнической стали марок 1511, 1521, 3411, 3412 толщиной 0,20...0,50 мм. Применение магнитопроводов из холоднокатаной стали марок 3421...3425 позволяет повысить КПД трансформаторов питания, уменьшить их массу и объем при одновременном росте стоимости изделий. Для трансформаторов и дросселей, работающих с частотой 400...5000 Гц, магнитопроводы выполняются из стали толщиной 0,05...0,08 мм.

Магнитопроводы из электротехнической стали выполняются в виде пластинчатой или ленточной конструкции, т.е. либо набираются из отдельных пластин специальной формы, либо навиваются из ленты. Последняя конструкция более технологична и находит широкое применение в современных унифицированных серийно выпускаемых трансформаторах и дросселях радиоэлектронной аппаратуры. Магнитопроводы пластинчатой конструкции имеют ограниченное применение, однако широко применяются в радиолюбительских устройствах.

Основные типы пластин в соответствии с ГОСТ 20249–80 приведены на рис. 12.5, *а–е*. На рисунке представлены пластины: *а* – I-образная, *б* – Ш-образная с высотой стержней h больше ширины окна l_1; *в–д* – Ш-образная с постоянным немагнитным зазором h_1 и высотой среднего стержня h более ширины окна l_1; *е* – П-образная высотой стержней h больше ширины окна l_1.

Магнитопроводы, собираемые из Ш- и I-образных пластин, называются *броневыми* (рис. 12.6, *а*), а из П-образных пластин – *стержневыми* (рис. 12.6, *б*). В зависимости от типов применяе-

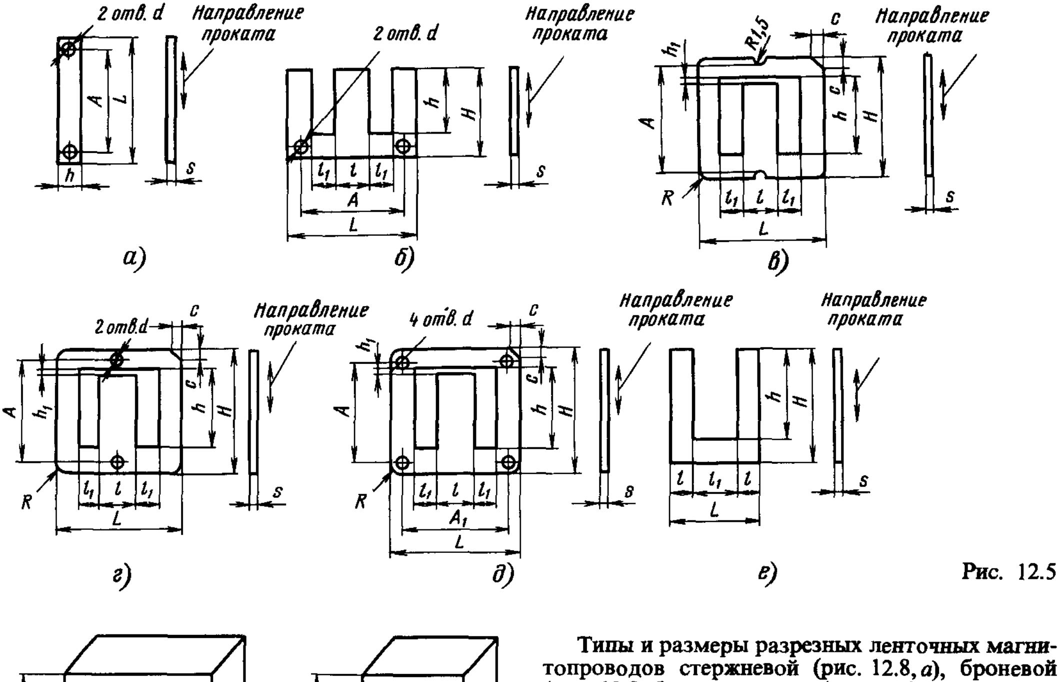


Рис. 12.5

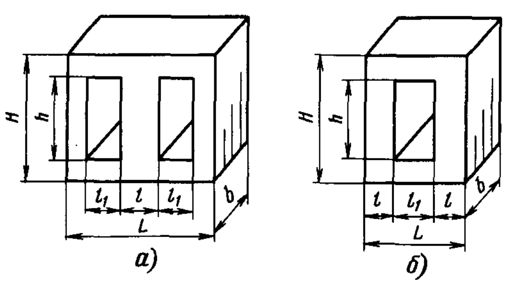


Рис. 12.6

мых при сборке пластин магнитопроводы подразделяются на следующие типы: ШI (рис. 12.7, *а*, *б*), ШШ (рис. 12.7, *в*, *г*), ШU (рис. 12.7, *д*), ПН, ПU (рис. 12.7, *е*), ШП (рис. 12.7, *ж*). Магнитопроводы типов ШI, ШШ, ШП в зависимости от сборки, определяющей взаимную ориентацию пластин, выполняются сборкой пластин встык (рис. 12.7, *а*, *в*, *ж*, исполнение 1) и сборкой пластин внахлест (рис. 12.7, *б*, *г–е*, исполнение 2). Магнитопроводы типов ШU, ПН, ПU собирают только внахлест отдельными пластинами или пакетами из них.

В ленточных магнитопроводах эффективно используются свойства холоднокатаной анизотропной стальной электротехнической ленты, в том числе малой толщины (до 0,02 мм). Трансформаторы, выполненные на ленточных магнитопроводах, по сравнению с пластинчатыми имеют меньшие магнитные поля рассеяния. Для облегчения операции намотки обмоток ленточные магнитопроводы выполняются разрезными, в этом случае для получения хорошего магнитного контакта поверхности их стыка шлифуются с высокой степенью обработки и плотно прижимаются при сборке.

Типы и размеры разрезных ленточных магнитопроводов стержневой (рис. 12.8, *а*), броневой (рис. 12.8, *б*) и кольцевой (рис. 12.8, *в*) конструкций, установлены ГОСТ 22050–76. На рис. 12.8 приняты обозначения: a – толщина навивки, b – ширина ленты, c – ширина окна, h – высота окна, R – внутренний радиус, равный 0,5...2 мм в зависимости от толщины ленты.

Ленточные магнитопроводы стержневой и броневой конструкций подразделяются на типы: ПЛ – П-образные ленточные; ПЛМ – П-образные ленточные с уменьшенным отношением ширины окна к толщине навивки; ПЛР – П-образные ленточные с геометрическими размерами, обеспечивающими наименьшую стоимость трансформаторов; ШЛ – Ш-образные ленточные; ШЛМ – Ш-образные ленточные с уменьшенным отношением ширины окна к толщине навивки; ШЛО – Ш-образные ленточные с увеличенным окном; ШЛП – Ш-образные ленточные с увеличенным отношением ширины ленты к толщине навивки; ШЛР – Ш-образные ленточные с геометрическими размерами, обеспечивающими наименьшую стоимость трансформаторов.

В соответствии с рекомендациями ГОСТ 22050–76 магнитопроводы типа ШЛМ применяют в трансформаторах наименьшей массы и стоимости на частоте 50 Гц до мощности порядка 100 В·А, а магнитопроводы ПЛМ – при мощности свыше 100 В·А. Магнитопроводы типа ПЛ целесообразно применять в низковольтных трансформаторах питания наименьшей массы на частотах 50 и 400 Гц мощностью свыше 500 В·А, а магнитопроводы типа ШЛ – на частоте 400 Гц. Магнитопроводы типа ШЛО применяют в низковольтных трансформаторах на частотах от 1000 до 5000 Гц и в высоковольтных трансформаторах на частотах от 50 до 5000 Гц наименьших массы, объема и стоимости, а магнитопроводы типа ШЛП – в трансформаторах и дрос-

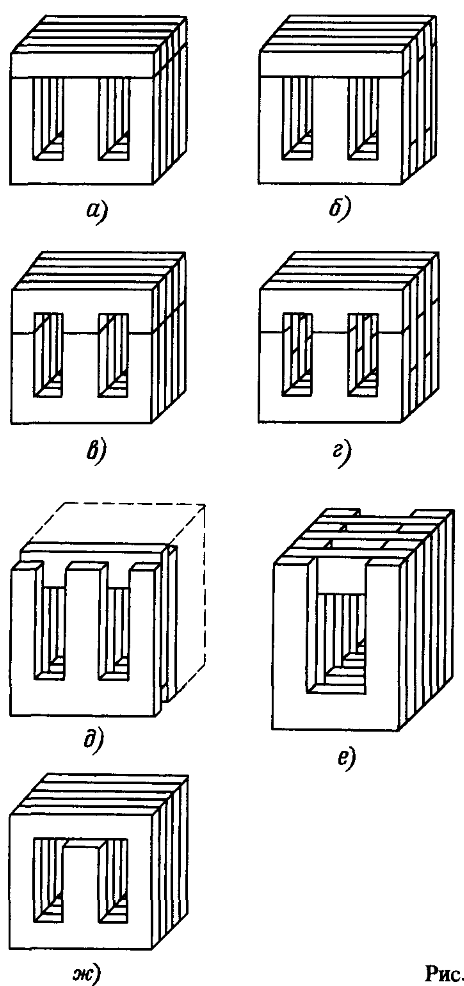


Рис. 12.7

Рис. 12.8

Рис. 12.9

селях наименьшего объема на частотах от 400 до 1000 Гц. В трансформаторах наименьшей стоимости, рассчитанных на заданный перегрев обмоток, применяют магнитопроводы типа ПЛР, а рассчитанных на допустимое падение напряжения в обмотках – типа ШЛР. Основные характеристики и размеры магнитопроводов, применяющихся в трансформаторах и дросселях радиоэлектронной аппаратуры, работающей от сети частотой 50 Гц, приведены в табл. 12.42–12.44.

Идеальным с точки зрения использования магнитных свойств магнитопровода является тороидальный трансформатор с ленточным кольцевым неразрезным магнитопроводом (рис. 12.8). У него минимальный поток рассеяния, малое магнитное сопротивление, высокие удельные массо-объемные характеристики мощности. Основной недостаток – большая трудоемкость и высокая стоимость выполнения на нем обмоток. Несмотря на недостатки из-за своих достоинств и относительно малой высоты сетевые тороидальные трансформаторы питания находят примене-

Таблица 12.42. **Магнитопроводы типа ШЛМ**

Типоразмер магнитопровода	a, мм	b, мм	c, мм	h, мм	S_c, см²	$S_{ок}$, см²	$S_c \cdot S_{ок}$, см⁴	$l_{ср}$, см
ШЛМ8 × 6,5		6,5			0,52		0,338	
ШЛМ8 × 8	4	8	5	13	0,64	0,65	0,416	4,9
ШЛМ8 × 10		10			0,8		0,52	
ЩДМ8 × 12,5		12,5			1		0,65	
ШЛМ8 × 16		16			1,28		0,832	
ШЛМ10 × 8		8			0,8		0,864	
ШЛМ10 × 10		10			1		1,08	
ШЛМ10 × 12,5	5	12,5	6	18	1,25	1,08	1,35	6,4
ШЛМ10 × 16		16			1,6		1,728	
ШЛМ10 × 20		20			2		2,16	
ШЛМ12 × 10		10			1,2		2,208	
ШЛМ12 × 12,5		12,5			1,5		5,078	
ШЛМ12 × 16	6	16	8	23	1,92	1,84	3,533	8,1
ШЛМ12 × 20		20			2,4		4,416	
ШЛМ12 × 25		25			3		5,52	
ШЛМ16 × 12,5		12,5			2		4,68	
ШЛМ16 × 16		16			2,56		5,99	
ШЛМ16 × 20	8	20	9	26	3,2	2,34	7,488	9,5
ШЛМ16 × 25		25			4		9,36	
ШЛМ16 × 32		32			5,12		11,981	
ШЛМ20 × 16		16			3,2		13,824	
ШЛМ20 × 20		20			4		17,28	
ШЛМ20 × 25	10	25	12	36	5	4,32	21,6	12,7
ШЛМ20 × 32		32			6,4		27,648	
ШЛМ20 × 40		40			8		34,56	
ШЛМ25 × 20		20			5		33,75	
ШЛМ25 × 25		25			6,25		42,187	
ШЛМ25 × 32	12,5	32	15	45	8	6,75	54	15,9
ШЛМ25 × 40		40			10		67,5	
ШЛМ25 × 50		50			12,5		84,375	
ШЛМ32 × 25		25			8		79,2	
ШЛМ32 × 32		32			10,24		101,38	
ШЛМ32 × 40	16	40	18	55	12,8	9,90	126,72	19,6
ШЛМ32 × 50		50			16		158,4	
ШЛМ40 × 32		32			12,8		221,18	
ШЛМ40 × 40		40			16		276,48	
ШЛМ40 × 50	20	50	24	72	20	17,28	354,6	25,5
ШЛМ40 × 64		64			25,6		442,37	

Таблица 12.43. **Магнитопроводы типа ПЛМ**

Типоразмер магнитопровода	a, мм	b, мм	c, мм	h, мм	S_c, см²	$S_{ок}$, см²	$S_c \cdot S_{ок}$, см⁴	$l_{ср}$, см
ПЛМ20 × 32 × 28				28		5,32	34,048	15,7
ПЛМ20 × 32 × 36	20	32	19	36	6,4	6,84	43,776	17,3
ПЛМ20 × 32 × 46				46		8,74	55,936	19,3
ПЛМ20 × 32 × 58				58		11,02	70,528	21,7
ПЛМ25 × 40 × 36				36		8,64	86,4	19,8
ПЛМ25 × 40 × 46	25	40	24	46	10	11,04	110,4	21,8
ПЛМ25 × 40 × 58				58		13,92	139,2	24,2
ПЛМ25 × 40 × 73				73		17,52	175,2	27,2
ПЛМ32 × 50 × 46				46		13,80	220,8	25,2
ПЛМ32 × 50 × 58	32	50	30	58	16	17,40	278,4	27,7
ПЛМ32 × 50 × 73				73		21,90	350,4	30,6
ПЛМ32 × 50 × 90				90		27	432	34

Таблица 12.44. **Магнитопроводы типа ПЛ**

Типоразмер магнитопровода	a, мм	b, мм	c, мм	h, мм	S_c, см^2	$S_{ок}$, см^2	$S_c \cdot S_{ок}$, см^4	$l_{ср}$, см
ПЛ6,5 × 12,5 × 8				8		0,64	0,5203	5,2
ПЛ6,5 × 12,5 × 10	6,5	12,5	8	10	0,813	0,8	0,6504	5,6
ПЛ6,5 × 12,5 × 12,5				12,5		1	0,813	6,1
ПЛ6,5 × 12,5 × 16				16		1,28	1,0406	6,8
ПЛ8 × 12,5 × 12,5				12,5		1,25	1,25	7
ПЛ8 × 12,5 × 16	8	12,5	10	16	1	1,6	1,6	7,7
ПЛ8 × 12,5 × 20				20		2	2	8,5
ПЛ8 × 12,5 × 25				25		2,50	2,5	9,5
ПЛ10 × 12,5 × 20				20		2,5	3,125	9,6
ПЛ10 × 12,5 × 25				25		3,12	3,9	10,6
ПЛ10 × 12,5 × 32	10	12,5	12,5	32	1,25	4	5	12
ПЛ10 × 12,5 × 40				40		6,25	7,812	13,6
ПЛ12,5 × 16 × 25				25		4	8	12,1
ПЛ12,5 × 16 × 32	12,5	16	16	32	2	5,12	10,24	13,5
ПЛ12,5 × 16 × 40				40		6,4	12,8	15,1
ПЛ12,5 × 16 × 50				50		8	16	17,1
ПЛ12,5 × 25 × 32				32		6,4	20	14,3
ПЛ12,5 × 25 × 40	12,5	25	20	40	3,125	8	25	15,9
ПЛ12,5 × 25 × 50				50		10	31,25	17,9
ПЛ12,5 × 25 × 60				60		12	37,5	19,9
ПЛ16 × 32 × 40				40		10	51,2	14
ПЛ16 × 32 × 50				50		12,5	64	20
ПЛ16 × 32 × 65	16	32	25	65	5,12	16,25	83,2	23
ПЛ16 × 32 × 80				80		20	102,4	26
ПЛ20 × 40 × 50				50		16	128	22,6
ПЛ20 × 40 × 60				60		19,2	153,6	24,6
ПЛ20 × 40 × 80	20	40	32	80	8	25,6	204,8	28,7
ПЛ20 × 40 × 100				100		32	256	32,7
ПЛ25 × 50 × 65				65		26	325	28,8
ПЛ25 × 50 × 80	25	50	40	80	12,5	32	400	31,8
ПЛ25 × 50 × 100				100		40	500	35,8
ПЛ25 × 50 × 120				120		48	600	39,8
ПЛ32 × 64 × 80				80		40	819,2	36
ПЛ32 × 64 × 100	32	64	50	100	20,48	50	1024	40
ПЛ32 × 64 × 130				130		65	1331,2	46
ПЛ32 × 64 × 160				160		80	1638,4	52
ПЛ40 × 80 × 100				100		64	2048	45,4
ПЛ40 × 80 × 120	40	80	64	120	32	76,8	2457,6	49,4
ПЛ40 × 80 × 160				160		102,4	3276,8	57,4
ПЛ40 × 80 × 200				200		128	4096	65,4

ние в высококачественной бытовой радиоаппаратуре уплощенной конструкции и в измерительной аппаратуре.

Наибольшее применение тороидальные трансформаторы с кольцевыми магнитопроводами (сердечниками) из пермаллоевых сплавов, ферритов нашли в схемах статических преобразователей напряжения (инверторов) источников вторичного электропитания РЭА, работающих с частотой переключения в десятки и сотни килогерц. Основные конструктивные характеристики ленточных кольцевых магнитопроводов из электротехнической стали по ГОСТ 24011–80 приведены в твбл. 12.45. Условное обозначение магнитопровода состоит из букв ОЛ (кольцевой ленточный) и цифр, обозначающих размеры внутреннего и внешнего диаметров и высоты магнитопровода.

Основные конструктивные характеристики кольцевых сердечников из марганцево-цинковых ферритов нетермостабильных марок (ГОСТ 14208–77) и из прессованного альсифера (ГОСТ 8763–77) приведены соответственно в табл. 12.46 и 12.47. В обозначении типоразмера сердечника буква К означает «кольцевой» а цифры – номинальный наружный и внутренний диаметры сердечника и его высоту.

Наряду с кольцевыми сердечниками из ферритов и других магнитомягких магнитодиэлектриков (рис. 12.9, *а*, *б*) изготавливаются и разъемные Ш-образные (ГОСТ 18614–79) и броневые (ГОСТ 10983–75, и ГОСТ 19197–73) сердечники,

Таблица 12.45. **Кольцевые ленточные магнитопроводы типа ОЛ**

Обозначение магнитопровода	Площадь сечения магнитопровода S_c, см²	$S_c \cdot S_{ок}$, см⁴	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$, см	Масса магнитопровода G_c, г	Ориентировочная мощность трансформатора, В·А, на частотах	
					50 Гц	400 Гц
ОЛ16/26-6,5	0,325	0,66		14,2	0,48	7
ОЛ16/26-8	0,4	0,8		17,6	0,6	8,8
ОЛ16/26-10	0,5	1	6,6	21,6	0,78	10,1
ОЛ16/26-12,5	0,625	1,26		27,1	0,92	13,6
ОЛ20/32-8	0,48	1,5		25	1,2	16,9
ОЛ20/32-10	0,6	1,88	8,16	32,2	1,4	20,8
ОЛ20/32-12,5	0,75	2,35		40,3	1,8	26
ОЛ20/32-16	0,96	3		52	2,3	33,7
ОЛ25/40-10	0,75	3,67		51,2	2,9	38
ОЛ25/40-12,5	0,94	4,6		64	3,7	47
ОЛ25/40-16	1,2	5,9	10,2	82	4,7	60
ОЛ25/40-20	1,5	7,35		102	5,8	75
ОЛ25/40-25	1,88	9,18		128	7,3	94
ОЛ32/50-16	1,44	11,5		125	9,3	120
ОЛ32/50-20	1,8	14,4		156	11,6	149
ОЛ32/50-25	2,25	18	12,87	194	14,6	187
ОЛ32/50-32	2,88	23		249	18,7	240
ОЛ40/64-20	2,4	30		264	24	278
ОЛ40/64-25	3	38		329	30	364
ОЛ40/64-32	3,84	48	16,33	421	39	444
ОЛ40/64-40	4,8	60		527	49,5	515
ОЛ50/80-25	3,75	74		518	58,5	550
ОЛ50/80-32	4,8	94		663	75	660
ОЛ50/80-40	6	118	20,41	829	93,5	825
ОЛ50/80-50	7,5	148		1035	117	1030
ОЛ64/100-32	5,76	187		1010	148	1300
ОЛ64/100-40	7,2	232		1265	186	1630
ОЛ64/100-50	9	290	25,75	1580	233	2040
ОЛ64/100-64	11,52	370		2020	293	2300
ОЛ80/130-40	10	505		2120	340	2500
ОЛ80/130-50	12,5	630		2670	428	2650
ОЛ80/130-64	16	810	32,97	3420	548	3340
ОЛ80/130-80	20	1010		4250	685	4170

применяемые в радиоэлектронной аппаратуре (рис. 12.9, *в*, *г*). Их основные размеры приведены в табл. 12.48.

Возможно выполнение замкнутых Ш-образных сердечников с зазором. Зазор δ образуется вследствие уменьшения высоты среднего стержня одного или двух Ш-образных сердечников, размер зазора указывается в стандартах и ТУ на изделия конкретных типов (рис. 12.9, *в*).

В радиоэлектронной аппаратуре широко применяются броневые сердечники чашечного типа из ферритов (ГОСТ 19197–73) и карбонильного магнитодиэлектрика (ГОСТ 10983–75), представленные на рис. 12.9, *г*. Сердечник состоит из двух чашек и подстроечного сердечника. У ферритовых броневых сердечников магнитопровод замкнутый, в качестве подстроечных используются следующие типы ферритовых цилиндрических сердечников: стержневой (ПС), трубчатый (ПТ), резьбовой (ПР). Карбонильные сердечники типа СБ выполняются с замкнутой и разомкнутой магнитной цепью, первые обозначаются маленькой буквой «а», вторые – буквой «б»; в зависимости от конструкции чашек карбонильные броневые сердечники изготавливаются двух вариантов: первый – с двумя, второй – с четырьмя прорезями для выводов. Основные конструктивные параметры броневых сердечников приведены в табл. 12.49. Обозначение типа сердечника состоит из букв: Б – броневой ферритовый, СБ – броневой карбонильный, число означает приблизительный размер внешнего диаметра сердечника в миллиметрах. Подстроечные сердечники карбонильные выполняются только резьбового типа (от М2 до М8).

Сердечники стержневые и трубчатые из магнитомягких ферритов (кроме подстроечных сердечников и сердечников для антенн радиовещательных приемников) гладкие нешлифованные изготавливаются в соответствии с ГОСТ 19726–79. В обозначении стержневого сердечника (рис. 12.9, *д*) буква С означает стержневой, первое число – номинальное значение его диаметра D, а второе – длину L. В обозначении типоразмера

Таблица 12.46. **Основные размеры кольцевых сердечников из магнитомягких нетермостабильных (ГОСТ 14208-77) и термостабильных (ГОСТ 17141-76) марганцево-цинковых ферритов**

Типоразмер сердечника D × d × h	Длина магнитной линии l_c, мм	Площадь поперечного сечения S_c, мм²	Площадь окна сердечника $S_{ок}$, мм²	Масса G, г	Применяемость	
					ГОСТ 14208-77	ГОСТ 17141-76
К4 × 2,5 × 1,2	9,84	0,884	4,91	0,06	+	+
К5 × 2 × 1,5	9,6	2,10	3,14	0,14	–	+
К5 × 3 × 1,5	12,04	1,47	7,07	0,12	+	+
К7 × 4 × 1,5	16,41	2,19	12,57	0,24	+	+
К7 × 4 × 2	16,41	2,92	12,57	0,32	+	+
К10 × 6 × 2	24,07	3,91	28,27	0,59	+	+
К10 × 6 × 3	24,07	5,87	28,27	0,86	+	+
К10 × 6 × 4,5	24,07	8,81	28,27	1,3	+	+
К12 × 5 × 5,5	23,57	18,07	19,63	2,83	+	+
К12 × 8 × 3	30,57	5,92	50,27	1,12	+	+
К16 × 8 × 6	34,84	23,06	50,27	4,9	+	+
К16 × 10 × 4,5	39,37	13,25	78,54	3,1	+	+
К17,5 × 8,2 × 5	36,75	22,17	52,81	5,1	+	+
К20 × 10 × 5	43,55	24,02	78,54	6,4	+	+
К20 × 12 × 6	48,14	23,48	113,09	6,7	+	+
К28 × 16 × 9	65,64	52,61	201,06	20	+	+
К31 × 18,5 × 7	74,41	42,79	268,8	19	+	+
К32 × 16 × 8	69,68	61,5	201,06	26	+	+
К32 × 16 × 12	69,68	92,25	201,06	39,5	–	+
К32 × 20 × 6	78,75	35,34	314,15	17	+	+
К32 × 20 × 9	78,75	53,02	314,15	25	+	+
К38 × 24 × 7	94,04	48,15	452,38	27	+	+
К40 × 25 × 7,5	98,44	55,23	490,87	32	+	+
К40 × 25 × 11	98,44	81,11	490,87	46	+	+
К45 × 28 × 8	110,47	66,74	615,75	43	+	+
К45 × 28 × 12	110,47	97,83	615,75	62	–	+
К65 × 40 × 6	158,62	73,54	1256,6	68	+	–

Таблица 12.47. **Основные размеры и масса кольцевых сердечников из прессованного порошкообразного альсифера (ГОСТ 8763-77)**

Типоразмер сердечника	Длина магнитной линии l_c, мм	Площадь поперечного сечения S_c, мм²	Масса G, г
К15 × 7 × 4,8	31,4	16,6	4,5
К15 × 7 × 6,7	31,4	23,9	6
К19 × 11 × 4,8	44,8	17	6
К19 × 11 × 6,7	44,8	24,5	8
К24 × 13 × 5,2	54,6	24,6	10
К24 × 13 × 7	54,6	32,4	14
К36 × 25 × 7,5	93,7	37,6	22
К36 × 25 × 9,7	93,7	49,5	28
К44 × 28 × 7,2	109	49,7	35
К44 × 28 × 10,3	109	74	53
К55 × 32 × 8,2	130	78,2	68
К55 × 32 × 9,7	130	95	83
К55 × 32 × 11,7	130	117	100
К64 × 40 × 9,7	157	99,1	97
К64 × 40 × 14	157	150	145
К75 × 46 × 12	183	148	172
К75 × 46 × 16,8	183	216	245

трубчатого сердечника (рис. 12.9, *е*) буква Т означает – трубчатый, первое число – номинальное значение внешнего диаметра D, второе – внутренний диаметр d, третье число – длину L. Типоразмеры сердечников приведены в табл. 12.50, 12.51.

Виды обмоток, обмоточные провода и электроизоляционные материалы. По виду размещения обмоток на магнитопроводе электромагнитные компоненты, в первую очередь трансформаторы питания, подразделяются на *броневую конструкцию*, когда обмотки размещаются на среднем стержне Ш-образного магнитопровода (рис. 12.10, *а*), и *стержневую конструкцию*, когда обмотки размещаются на одном или двух стержнях П-образного магнитопровода (рис. 12.10, *б*). Броневая конструкция трансформатора характеризуется относительно меньшим потоком рассеяния и предпочтительна для маломощных трансформаторов. Наименьшим потоком рассеяния характеризуется трансформатор на кольцевом магнитопроводе или сердечнике. Для улучшения потокосцепления между обмотками их следует распределять равномерно по всей окружности сердечника (даже если число витков в обмотке очень мало). Трансформаторы на кольцевых магнитопроводах (сердечниках) преимущественно применяются в статических преобразователях напряжения источников вторичного электропитания, работающих с частотой преобразования электроэнергии в десятки и сотни килогерц.

Обмотки трансформаторов промышленного изготовления выполняются в основном на литых каркасах из трудновоспламеняемой пластмассы, каркасы трансформаторов старых конструкций выполнялись из электрокартона. Выводы обмоток могут быть выполнены гибкими проводами

Таблица 12.48. **Основные размеры замкнутых Ш-образных сердечников из магнитомягких ферритов (состоят из двух Ш-образных сердечников) по ГОСТ 18614–79**

Типоразмер сердечника	Основные размеры сердечника, мм						Длина магнитной линии l_c, мм	Площадь поперечного сечения S_c, мм^2
	L	H	s	l_0	l_1	h		
Ш2,5 × 2,5	10	5	2,5	2,5	2	3,2	21,5	7,63
Ш3 × 3	12	6	3	3	2,5	4	26,4	10,5
Ш4 × 4	16	8	4	4	3,2	5,2	34,5	19,3
Ш5 × 5	20	10	5	5	4	6,5	43,1	30
Ш6 × 6	24	12	6	6	5	8	52,9	42,4
Ш7 × 7	30	15	7	7	6	9,5	62,9	62
Ш8 × 8	32	16	8	8	7,5	11,5	75,1	69,2
Ш10 × 10	36	18	10	10	8	13	83,8	100
Ш12 × 15	42	21	15	12	9	15	96,7	180
Ш16 × 20	54	27	20	16	11	19	123	321
Ш20 × 28	65	32,5	28	20	12	22	144	577

Таблица 12.49. **Основные размеры сердечников броневых из карбонильного железа (ГОСТ 10983–75) и феррита (ГОСТ 19197–73)**

Типоразмер	Исполнение	Вариант	D, мм	a, мм	2H, мм	2h, мм	Диаметр и длина подстроечника, мм	Масса, г
СБ-6а	а	1	6,5	1,9	6,4	4	М2 × 7	1,3
СБ-9а	а	1	9,6	2,9	7,6	4,2	М3 × 8	2,5
СБ-12а	а	1	12,3	4	11	8,2	М4 × 11,5	5
СБ-18а	а	2	18	5	14,8	10,4	М5 × 13,5	16,5
СБ-23-11а	а	2	23	8,5	11,4	6,2	М7 × 13	20
СБ-23-17а	а	2	23	7	17,4	12	М7 × 19	30
СБ-28а	а	2	28	9	23,4	17	М8 × 25	50
СБ-34а	а	2	34	13,5	28,4	20,4	М8 × 30	81
СБ-6б	б	1	6,5	1,9	6,4	4	М2 × 7	1,1
СБ-9б	б	1	9,6	2,9	7,6	4,2	М3 × 8	2,4
СБ-12б	б	1	12,3	4	11	8,2	М4 × 11,5	4,8
СБ-23б	б	2	23	8,5	11,4	6,2	М7 × 13	19,7
Б6	а	1	6,65	2,2	5,4	3,6	ПС 0,5 × 5	–
Б9	а	1	9,3	3,6	5,4	3,6	ПС 0,5 × 5 0,8 × 5	–
Б11	а	1	11,3	4,3	6,6	4,4	ПС 0,8 × 5 1 × 6	–
Б14	а	1	14,3	5,6	8,5	5,6	ПС 1,8 × 8 2,2 × 8	–
Б18	а	1	18,4	7,3	10,7	7,2	ПС 1,8 × 10 2,2 × 10	–
Б22	а	1	22	8,5	13,6	9,2	ПС 3,2 × 11 3,5 × 13	–
Б26	а	1	26	9,7	16,3	11	ПС 3,9 × 15 4,5 × 15	–
Б30	а	1	30,5	11,5	19	13	ПС 4,2 × 17 4,5 × 17	–
Б36	а	1	36,2	13,7	22	14,6	ПС 4,5 × 21	–
Б42	а	1	43,1	17,9	29,9	20,3	ПС 4,5 × 25	–
Б48	а	1	48,7	19,1	31,8	20,6	ПС 6 × 25	–

или специальными контактами, впрессованными в щечки каркаса. Первой на каркасе (ближе всего к магнитопроводу) обычно располагается первичная обмотка 3 (рис. 12.10, *а–г*), затем – вторичные 4. Между первичной и вторичной обмотками прокладывается слой межобмоточной изоляции 6 (тонкий электрокартон, лакоткань, стеклолакоткань). Часто между первичной и вторичной обмотками размещается электростатический экран, выполняемый в виде одного слоя намотанной виток к витку обмотки или в виде одного витка из фольги. Присоединение одного из концов подобной экранирующей обмотки к шасси или общему проводу аппаратуры позволяет значительно ослабить уровень наводок и помех, проникающих через межвитковую и межобмоточную емкости трансформатора из первичной электросети в радиоэлектронную аппаратуру и

Таблица 12.50. **Основные типоразмеры стержневых сердечников из магнитомягких ферритов (ГОСТ 19726-79)**

D, мм	1,2±0,1	$1{,}8^{+0{,}2}_{-0{,}1}$	2,8±0,1	3,2±0,2	3,5±0,2	4,0±0,2	6,3±0,3	8,0±0,3	10,0±0,4
L, мм	10	12	6,3; 8; 10 12; 14; 16 20; 25; 32 40; 45	6,3; 8; 10 12; 14; 16 20	10; 12; 14 16; 20; 25 30; 32; 40 45; 40	10; 12; 14 16; 20; 25 32; 40; 45	10; 12; 14 16; 20; 25 32; 40; 45 50; 63	16; 20; 25 32; 40; 45 50; 63; 71	32; 40; 45 50; 63; 71

Примечание. Сердечники с диаметром 2,7; 3; 4,5 мм в новых разработках применять запрещено.

Таблица 12.51. **Основные типоразмеры трубчатых сердечников из магнитомягких ферритов (ГОСТ 19726-79)**

D, мм	2,5±0,1	2,8±0,1	3,2±0,2	4±0,2	5±0,2		6,3±0,3		8±0,3	10±0,4		16±0,4	
d, мм	0,8±0,2	1±0,2	0,8±0,2	1±0,2	1,5±0,2		2±0,2	2,6±0,2	4±0,25		7,1+0,4	8±0,4	
L, мм	5; 6; 3; 10; 12; 14	4; 5; 6,3; 10; 12; 14	5; 6,3; 10; 12; 14	10; 12 14; 16 20; 25 32	12; 14 16; 20 25; 32	16; 20 25; 32 40	10; 16 20; 25 32; 40 45	20; 25 32; 40 45	10; 16 20; 25 32; 40 45; 50 63	16; 20 25; 32 40; 45 50; 63	12; 16 20; 25 32; 40 50; 63	25	20; 25 32; 40 50; 63

Примечание. Сердечники с внешним диаметром 3,5; 4,2; 6 мм в новых разработках применять запрещено.

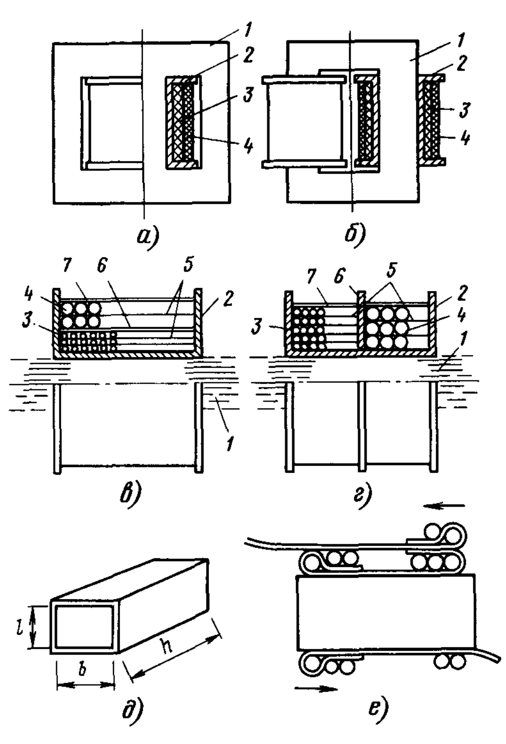


Рис. 12.10

наоборот. В многовитковых обмотках с относительно высоким рабочим напряжением для предотвращения западания витков верхних слоев в нижние, что приводит к уменьшению пробивного напряжения обмотки, между слоями прокладывают межслоевую изоляцию 5 из трансформаторной или конденсаторной бумаги (рис. 12.10, *а–г*). Обмотки в катушке могут располагаться одна над другой (цилиндрическое расположение, рис. 12.10, *в*) или одна сбоку относительно другой (секционированное расположение, рис. 12.10, *г*). При цилиндрической намотке потокосцепление между обмотками лучше, а поток рассеяния меньше. В последнее время (особенно в зарубежных изделиях) широко применяются секционированные катушки, более оптимальные для автоматизированного производства компонентов и обеспечивающие снижение выхода катушек из строя из-за продавливания изоляции проводов первичной обмотки при намотке вторичной проводом большого диаметра. Сравнительно редко применяется бескаркасная намотка на гильзы (рис. 12.10, *д*, *е*), в которой витки закрепляются специальной укладкой межслоевой изоляции; подобные обмотки более трудоемки и не имеют особых преимуществ перед каркасными обмотками. В радиолюбительских условиях прочный каркас для имеющегося в наличии магнитопровода проще всего выполнить из шести элементов (рис. 12.11, *а–д*), вырезаемых из гетинакса, текстолита или стеклотекстолита с помощью ножовки и напильника. Обозначения размеров на рис. 12.11 соответствуют рис. 12.6; Δ – толщина электроизоляционного материала, из которого изготовляются детали каркаса.

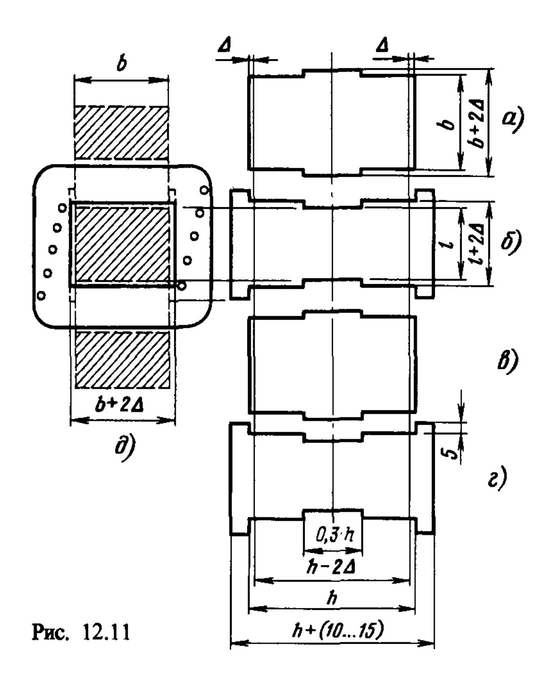


Рис. 12.11

Ниже приводятся краткие технические характеристики основных *электроизоляционных материалов*, используемых при изготовлении электромагнитных компонентов: межслоевой и межобмоточной изоляции, каркасов, изоляции выводов обмоток, герметизирующих и заливочных материалов. Электроизоляционные материалы должны сохранять свои характеристики в течение всего срока работоспособности изделия. Следует учитывать, что с течением времени свойства многих электроизоляционных материалов ухудшаются: они становятся ломкими, снижается их пробивное напряжение и пр. Этот процесс называется старением, с повышением рабочей температуры он ускоряется.

В соответствии с ГОСТ 8865–70 электроизоляционные материалы для электрических машин, трансформаторов и аппаратов по нагревостойкости подразделяются на семь классов, обозначаемых латинскими буквами: Y – до 90°С (363 К) – волокнистые материалы из целлюлозы, хлопка и натурального шелка, не пропитанные специальными электроизоляционными веществами; А – до 105°С (378 К) – те же материалы, пропитанные; Е – до 120°С (393 К) – синтетические материалы, пленки, волокна; В – до 130°С (403 К) – материалы на основе слюды, асбеста, стекловолокна с органическими связующими и пропитывающими составами; F – до 155°С (428 К) – те же материалы с синтетическими связующими и пропитывающими составами; Н – до 180°С (453 К) – те же материалы с кремнийорганическими связующими и пропитывающими составами; С – свыше 180°С (свыше 453 К) – слюда, керамические материалы, фарфор, стекло, кварц, применяемые без связующих составов или с неорганическими и элементоорганическими составами.

Бумага конденсаторная КОН-1 и КОН-2 выпускается толщиной от 4 до 30 мкм и имеет пробивное напряжение 300...600 В. Бумага электроизоляционная трансформаторная выпускается в соответствии с ГОСТ 24874–81.

Электрокартон электроизоляционный марки ЭВ и ЭВТ (ГОСТ 2824–75) выпускается рулонный толщиной 0,1; 0,15; 0,2; 0,25; 0,3; 0,35; 0,4; 0,5 мм и листовой толщиной 1; 1,25; 1,75; 2; 2,5; 3 мм (последний только марки ЭВ). Электрическая прочность рулонного электрокартона в плоском состоянии 10...13 кВ/мм, по линиям перегиба снижается до 8...10 кВ/мм.

Лакоткань электроизоляционная (ГОСТ 2214–78) по нагревостойкости соответствует классу А (до +105°С). Применяются марки ЛХМ (толщиной 0,15; 0,17; 0,2; 0,24; 0,3 мм), ЛХБ (0,17; 0,2; 0,24 мм), ЛШМ (0,08; 0,1; 0,12; 0,15 мм), ЛШМС (0,04; 0,05; 0,06; 0,1 мм), ЛКМ (0,1; 0,12; 0,15 мм), ЛКМС (0,1; 0,12; 0,15 мм). Буквы в марках означают: Л – лакоткань, Х – хлопчатобумажная, Ш – шелковая, К – капроновая, М – на основе масляного лака, Б – на основе битумно-масляного лака, С – специальная с повышенными диэлектрическими свойствами. Пробивное напряжение лакоткани до перегиба: толщиной 0,04 мм – 400 В, 0,05 мм – 1200 В, от 0,06 до 0,24 мм – 3...9,2 кВ. После перегиба лакоткани толщиной свыше 0,08 мм пробивное напряжение снижается в 1,5–2 раза. Гарантийный срок хранения лакоткани – 6 месяцев, после этого срока применение лакоткани разрешается только после проведения испытаний на соответствие требованиям стандарта.

Стеклолакоткань электроизоляционная (ГОСТ 10156–78) соответствует классам А, Е, В, F, Н (до +180°С). Находят применение марки: ЛСМ-105/120 (толщиной 0,15; 0,17; 0,2; 0,24 мм), ЛСЛ-105/120 (0,15; 0,17; 0,2 мм), ЛСЭ-105/130 (0,12; 0,15; 0,17; 0,2; 0,24 мм), ЛСБ-105/130 (0,12; 0,15; 0,17; 0,2; 0,24 мм), ЛСП-130/155 (0,08; 0,1; 0,12; 0,15; 0,17 мм), ЛСК-155/180 (0,05; 0,06; 0,08; 0,1; 0,12; 0,15; 0,17; 0,2 мм), ЛСКЛ-155 (0,12 и 0,15 мм). Буквы и цифры в марках означают: С – стеклянная, Э – на основе эскапонового лака, П – на основе полиэфирно-эпоксидного лака, К – на основе кремнийорганического лака, Л – липкая, остальные – как описано выше. Среднее пробивное напряжение стеклолакоткани до перегиба составляет: толщиной 0,05 мм – 1,5 кВ, 0,06 мм – 2,8 кВ, 0,08 мм – 3,6 кВ, от 0,1 до 0,24 мм – 4,8...10,8 кВ. После перегиба или растяжения стеклолакоткани толщиной свыше 0,08 мм пробивное напряжение снижается в 1,5–2 раза. Гарантийный срок хранения 6 месяцев, по истечении срока применение стеклолакоткани возможно только после того, как испытанием будет установлено соответствие ее параметров требованиям стандарта.

Пленка полиэтилентерефталатная (ГОСТ 24234–80) марки ПЭТ-Э используется при температуре до +155°С. Пленка выпускается толщиной 6; 8; 10; 12; 15; 20; 25; 35; 50; 70; 100; 125; 175; 190 и 250 мкм. Электрическая прочность пленки при переменном напряжении частотой 50 Гц должна быть не менее: при толщине 6...25 мкм – 180 кВ/мм; 35 и 50 мкм – 140 кВ/мм; 70...125 мкм – 100...120 кВ/мм; 190 и 250 мкм – 80...90 кВ/мм. Гарантийный срок хранения –

Таблица 12.52. **Провода медные круглого сечения обмоточные эмалевые**

Номинальный диаметр медной проволоки, мм	Площадь поперечного сечения проволоки, мм²	Электрическое сопротивление 1 м проволоки, Ом	Максимальный наружный диаметр проводов, мм, не более: ГОСТ 26615-85				ГОСТ 21428-75 ПЭТ-155	ГОСТ 16507-80 ПЭШО	Масса 1 км провода, кг, марки			Минимальное пробивное напряжение, В, для проводов				
			Тип 1	Тип 2	ГОСТ 2773-78 ПЭЛ	ГОСТ 7262-78 ПЭВ-2			ПЭЛ	ПЭВ-2	ПЭШО	Тип 1	Тип 2	ПЭЛ	ПЭВ-2	ПЭШО
0,02	0,0003141	54,905	0,025	0,027	0,027	–	–	–	0,0031	–	–	60	130	200	–	–
0,025	0,0004908	35,139	0,031	0,034	0,034	–	–	–	0,0048	–	–	60	130	200	–	–
(0,03)	0,0007068	28,23	(0,037)	(0,04)	(0,041)	–	–	–	0,0068	–	–	60	130	300	–	–
0,032	0,0008042	21,445	0,04	0,043	0,043	–	–	–	0,0077	–	–	60	130	300	–	–
(0,035)	0,000953	17,105	(0,044)	(0,047)	–	–	–	–	0,009	–	–	60	130	300	–	–
0,04	0,0012566	13,726	0,05	0,054	0,05	–	–	–	0,0118	–	–	60	130	300	–	–
(0,045)	0,0015821	10,635	(0,056)	(0,061)	–	–	–	–	0,015	–	–	60	130	450	–	–
0,05	0,0019634	8,7848	0,062	0,068	0,062	0,08	–	0,14	0,0182	0,019	0,038	170	300	450	400	350
(0,06)	0,0028274	6,1005	(0,074)	(0,081)	(0,075)	(0,09)	(0,09)	(0,15)	0,0264	0,028	0,046	170	300	450	500	350
0,063	0,0031172	5,5331	0,078	0,085	0,078	0,09	0,09	0,16	0,029	0,029	0,0499	170	300	450	500	350
0,071	0,0039591	4,3563	0,088	0,095	0,086	0,1	0,1	0,16	0,0367	0,039	0,0591	170	300	450	500	350
0,08	0,0050265	3,4316	0,098	0,105	0,095	0,11	0,11	0,17	0,0464	0,05	0,0704	250	500	600	700	400
0,09	0,0063617	2,7113	0,11	0,117	0,105	0,12	0,12	0,18	0,0584	0,063	0,0844	250	500	600	700	400
0,1	0,0078539	2,1962	0,121	0,129	0,120	0,13	0,13	0,19	0,0727	0,076	0,0965	250	500	600	800	450
0,112	0,009852	1,7508	0,134	0,143	0,132	0,14	0,14	0,2	0,0907	0,094	0,118	500	600	600	800	450
(0,12)	0,0113097	1,5252	(0,143)	(0,153)	(0,140)	(0,15)	(0,15)	(0,21)	0,105	0,108	0,133	500	600	800	800	450
0,125	0,0122718	1,4254	0,149	0,159	0,145	0,155	0,155	0,22	0,113	0,117	0,142	500	600	800	800	450
(0,13)	0,0132732	1,2994	(0,155)	(0,165)	(0,15)	(0,16)	(0,16)	(0,22)	0,122	0,131	0,152	500	600	800	800	450
0,14	0,0153938	1,1205	0,166	0,176	0,16	0,17	0,17	0,23	0,141	0,145	0,173	500	600	800	800	500
0,15	0,0176714	0,976	0,176	0,187	(0,17)	(0,19)	(0,19)	0,24	0,162	0,166	0,196	1100	2000	800	900	500
0,16	0,0201061	0,85788	0,187	0,199	0,18	0,2	0,2	0,25	0,185	0,189	0,22	1100	2000	800	900	500
0,17	0,022698	0,75986	0,198	0,21	0,19	(0,21)	(0,21)	0,26	0,208	0,213	0,245	1100	2000	800	1000	500
0,18	0,0254468	0,67783	0,209	0,222	0,2	0,22	0,22	0,27	0,232	0,237	0,271	1100	2000	800	1000	500
0,19	0,0283528	0,60831	0,22	0,234	(0,21)	(0,23)	(0,23)	0,28	0,259	0,264	0,299	1100	2000	850	1000	500
0,2	0,0314159	0,54905	0,23	0,245	0,225	0,24	0,24	0,3	0,287	0,292	0,324	1100	2000	850	1000	550
0,21	0,034636	0,49796	0,243	0,258	(0,235)	(0,25)	(0,26)	0,31	0,316	0,322	0,354	1200	2200	850	1250	550
0,224	0,0394081	0,43772	0,256	0,272	0,249	0,27	0,27	0,33	0,358	0,366	0,399	1200	2200	850	1250	550
0,236	0,0437435	0,39428	0,269	0,285	(0,26)	(0,285)	(0,285)	0,34	0,398	0,406	0,44	1200	2200	850	1250	600
0,25	0,0490873	0,35139	0,284	0,301	0,275	0,3	0,3	0,35	0,446	0,454	0,495	1200	2200	850	1250	600
0,265	0,0551545	0,31271	0,3	0,319	(0,29)	(0,315)	(0,315)	0,39	0,503	0,510	0,55	1200	2200	900	1300	600
0,28	0,0615752	0,28013	0,315	0,334	0,315	0,33	0,33	0,4	0,56	0,568	0,61	1200	2200	900	1300	600
0,3	0,0706858	0,24400	0,337	0,355	(0,335)	(0,35)	(0,35)	0,42	0,645	0,652	0,695	1200	2200	900	1300	600
0,315	0,0779311	0,22132	0,352	0,371	0,352	0,365	0,365	0,44	0,71	0,693	0,762	1200	2200	900	1300	1200
0,335	0,0881413	0,19568	0,374	0,393	(0,372)	(0,385)	(0,385)	0,46	0,809	0,784	0,857	1200	2200	1000	1300	1200
0,355	0,0989797	0,17434	0,395	0,414	0,395	0,415	0,405	0,48	0,899	0,884	0,966	1200	2200	1000	1300	1200
0,38	0,1134114	0,15208	0,421	0,441	(0,42)	(0,44)	(0,44)	0,5	1	1,013	1,1	1200	2200	1000	1300	1200
0,4	0,1256637	0,13726	0,442	0,462	0,442	0,46	0,46	0,52	1,14	1,15	1,21	1200	2200	1000	1300	1200
0,425	0,1418625	0,12158	0,469	0,489	(0,47)	(0,485)	(0,49)	0,55	1,29	1,3	1,36	2000	3500	1100	1400	1200

0,45	0,1590431	0,10845	0,495	0,516	0,495	0,51	0,52	0,59	1,44	1,45	1,53	2000	3500	1100	1400	1250
0,475	0,1772054	0,097329	0,521	0,543	(0,525)	(0,545)	(0,545)	0,61	1,61	1,65	1,7	2000	3500	1100	1400	1250
0,5	0,1963495	0,087848	0,548	0,569	0,548	0,57	0,57	0,63	1,78	1,79	1,87	2000	3500	1100	1400	1250
0,53	0,2206183	0,078177	0,579	0,601	(0,578)	(0,6)	(0,6)	0,66	2	2,01	2,1	2000	3500	1300	1500	1250
0,56	0,2463008	0,070032	0,611	0,632	0,61	0,63	0,63	0,69	2,23	2,25	2,33	2300	4000	1300	1500	1250
0,6	0,2827433	0,061000	0,653	0,676	(0,65)	(0,67)	(0,67)	0,73	2,56	2,58	2,67	2300	4000	1300	1500	1250
0.63	0,3117245	0,055328	0,684	0,706	0,68	0,7	0,71	0,76	2,82	2,85	2,93	2300	4000	1300	1500	1250
0,67	0,3525652	0,048919	0,726	0,749	(0,72)	(0,75)	(0,75)	0,8	3,18	3,22	3,3	2300	4000	1300	1500	1250
(0,69)*	0,3739280	0,046125	(0,747)*	(0,770)*	(0,74)*	(0,77)*	(0,77)	(0,82)	3,37	3,42	3,5	2300	4000	1300	1500	1250
0,71	0,3959191	0,043566	0,767	0,79	0,77	0,79	0,79	0,85	3,59	3,61	3,7	2300	4000	1300	1500	1250
0,75	0,4417864	0,039044	0,809	0,832	0,81	0,84	0,83	0,9	4	4,03	4,13	2300	4000	1400	1600	1300
(0,77)*	0,4656625	0,037038	(0,83)*	(0,854)*	(0,83)*	(0,86)*	(0,85)	(0,92)	4,21	4,25	4,35	2300	4000	1400	1600	1300
0,8	0,5026548	0,034316	0,861	0,885	0,86	0,89	0,89	0,95	4,54	4,57	4,68	2300	4000	1400	1600	1300
(0,83)*	0,5410607	0,031877	(0,892)*	(0,916)*	(0,890)*	(0,92)*	(0,92)	(0,98)	4,89	4,91	5,03	2300	4000	1400	1600	1300
0,85	0,5674501	0,030398	0,913	0,937	0,91	0,94	0,94	1	5,12	5,15	5,27	2500	4400	1500	1600	1300
0,9	0,6361724	0,027113	0,965	0,99	0,96	0,99	0,99	1,05	5,74	5,78	5,9	2500	4400	1500	1800	1300
(0,93)*	0,6792908	0,02539	(0,996)*	(1,020)*	(0,99)*	(1,02)*	(1,02)	(1,08)	6,13	6,17	6,29	2500	4400	1500	1800	1300
0,95	0,7088218	0,024335	1,017	1,041	1,02	1,04	1,04	1,1	6,39	6,43	6,55	2500	4400	1500	1800	1300
1	0,7853981	0,021962	1,068	1,093	1,07	1,1	1,09	1,16	7,09	7,14	7,27	2500	4400	1500	1800	1500
1,06	0,8824733	0,019546	1,13	1,155	1,14	1,16	1,16	1,22	7,96	8,02	8,15	2500	4400	1600	1800	1500
(1,08)*	0,9160884	0,018823	(1,151)*	(1,176)*	(1,16)*	(1,18)*	(1,18)	(1,24)	8,26	8,33	8,45	2500	4400	1600	1800	1500
1,12	0,9852034	0,017508	1,192	1,217	1,2	1,22	1,22	1,28	8,89	8,94	9,08	2500	4400	1600	1800	1500
1,18	1,0935883	0,015773	1,254	1,279	1,26	1,28	1,28	1,34	9,85	9,91	10,1	2500	4400	1600	1900	1500
1,25	1,2271845	0,014056	1,325	1,351	1,33	1,35	1,35	1,41	11	11,1	11,3	2500	4400	1600	1900	1500
1,32	1,3684777	0,012605	1,397	1,423	1,4	1,42	1,42	1,48	12,3	12,41	12,5	2500	4400	1600	1900	1500
1,4	1,5393803	0,011205	1,479	1,506	1,48	1,51	1,51	1,56	13,9	13,92	13,1	3000	5300	1700	2000	1500
(1,45)*	1,6512995	0,010445	(1,53)*	(1,557)*	(1,530)*	(1,560)*	(1,56)	(1,61)	14,9	14,91	15,1	3000	5300	1700	2000	1500
1,5	1,7671458	0,0097607	1,581	1,608	1,58	1,61	1,61	1,68	15,9	15,94	16,2	3000	5300	1700	2000	1700
(1,56)*	1,9113449	0,009023	(1,642)*	(1,67)*	(1,64)*	(1,67)*	(1,67)	(1,74)	17,2	17,2	17,5	3000	5300	1700	2000	1700
1,6	2,0106192	0,0085788	1,683	1,711	1,68	1,71	1,71	–	18,1	18,1	–	3000	5300	1700	2000	–
1,7	2,2698006	0,0075994	1,785	1,813	1,78	1,81	1,81	–	20,4	20,4	–	3000	5300	1800	2100	–
1,8	2,5446897	0,0067783	1,888	1,916	1,89	1,92	1,92	–	22,8	22,9	–	3000	5300	1800	2100	–
1,9	2,8352872	0,0060837	1,99	2,018	1,99	2,02	2,02	–	25,4	25,5	–	3000	5300	1800	2100	–
2	3,145925	0,0054905	2,092	2,12	2,1	2,12	2,12	–	28,2	28,2	–	3000	5300	1800	2300	–
2,12	3,5298932	0,0048863	2,214	2,243	2,22	2,24	2,24	–	31,6	31,8	–	3000	5300	1800	2300	–
2,24	3,9408135	0,0043772	2,336	2,366	2,34	2,37	2,37	–	35,3	35,4	–	3000	5300	1800	2300	–
2,36	4,3743535	0,0042999	2,459	2,488	2,46	2,49	2,49	–	39,2	39,3	–	3000	5300	1800	2300	–
(2,44)*	4,6759462	0,003689	(2,54)*	(2,57)*	(2,54)*	(2,57)*	(2,57)	–	41,9	42	–	3000	5300	1800	2300	–
2,5	4,9087382	0,0035139	2,601	2,631	2,6	2,63	2,63	–	43,9	44,1	–	3000	5300	1800	2300	–

12,5 лет. Пленка нетоксична, использование ее в комнатных условиях не требует принятия мер предосторожности. В настоящее время широко применяется в качестве межслоевой и межобмоточной изоляции любых электромагнитных компонентов.

Обмотки трансформаторов и других электромагнитных компонентов бытовой и народнохозяйственной РЭА выполняются обычно медными изолированными обмоточными проводами круглого или прямоугольного сечения. В соответствии с общими техническими условиями на обмоточные провода с эмалевой изоляцией (ГОСТ 26615-85), предназначенные для применения в электрических машинах, аппаратах и приборах, провода эмалированные (ПЭ) подразделяют на классы и обозначают буквами:

по типу эмалевой изоляции: поливинилацеталевая (винифлекс – В, метальвин – М); полиуретановая – У; полиэфирная – Э; полиимидная – И; полиамидимидная – АИ; полиэфиримидная – ЭИ; полиэфирциануратимидная фреоностойкая – Ф;

по форме сечения: круглые (без буквы), прямоугольные – П;

по толщине изоляции: тип 1 – 1, тип 2 (без цифры);

по конструктивному исполнению изоляции: однослойная – (без буквы), двухслойная – Д, трехслойная – Т, четырехслойная – Ч, с термопластичным покрытием, склеивающимся под воздействием температуры, – К;

по температурному индексу (нагревостойкости) в °С: 105, 120, 130, 155, 180, 200, 220 и выше;

по материалу проволоки: медная – (без буквы), медная безжелезистая – БЖ, медная никелированная – МН, алюминиевая мягкая – А, алюминиевая твердая – АТ;

из сплавов: манганиновая мягкая – ММ, манганиновая твердая – МТ, константановая мягкая – КМ, константановая твердая – КТ, никелькобальтовая – НК.

Номинальные диаметры круглой проволоки должны соответствовать значениям, приведенным в табл. 12.52. Значения, отмеченные в таблице скобками, можно применять только в технически обоснованных случаях; значения, отмеченные скобками со звездочкой, в новых разработках применять запрещено. В табл. 12.52 приведены основные характеристики наиболее употребительных медных круглых обмоточных проводов. Повышенная рабочая температура проводов 105...155°С, допустимая минимальная температура – минус 60°С. Ресурс работы при максимальной рабочей температуре – 20 000 ч. Зависимость ресурса работы от температуры (на примере провода марки ПЭТ-155): +115°С – 300 тыс. ч, +130°С – 100 тыс. ч, +140°С – 50 тыс. ч, +155°С – 20 тыс. ч, +165°С – 10 тыс. ч, +200°С – 1 тыс. ч, +220°С – 350 ч.

Провода обмоточные с эмалевой изоляцией, разработанные до 1987 г., сохраняют свою прежнюю систему обозначений: провода медные, изолированные лаками на масляной основе,±ПЭЛ; провода медные, изолированные лаком ВЛ-931, ±ПЭВ-1, ПЭВ-2; провода медные, изолированные эмалевым лаком на полиэфиримидной основе, ±ПЭТ-155; провода медные с эмалево-волокнистой изоляцией – ПЭШО (изолированные одним слоем шелковых нитей), ПЭЛО (изолированные одним слоем полиэфирных нитей), ПЭБО (изолированные одним слоем хлопчатобумажной пряжи).

Пример нового обозначения обмоточного провода с эмалевой изоляцией (в соответствии с ГОСТ 26615-85):

провод ПЭАИ1-200 0,100 – эмалированный провод с медной проволокой круглой и полиамидимидной изоляцией с толщиной изоляции по типу 1, температурным индексом 200°С и номинальным диаметром проволоки 0,1 мм.

Для выполнения обмоток специального назначения с высоким электрическим сопротивлением используются обмоточные провода с жилой из сплавов с высоким удельным электрическим сопротивлением ρ. Для этой цели используются проволоки: манганиновая круглая твердая с $\rho = 0,48 \pm 0,05$ Ом·мм²/м и мягкая с $\rho = 0,47 \pm 0,05$ Ом·мм²/м; константановая круглая твердая с $\rho = 0,46...0,48$ Ом·мм²/м и мягкая с $\rho = 0,45...0,46$ Ом·мм²/м; нихромовая

Таблица 12.53. **Проволока с высоким электрическим сопротивлением**

Диаметр проволоки, мм	Константан		Манганин	
	Сопротивление 1 м проволоки, Ом	Длина проволоки на 1 Ом, см	Сопротивление 1 м проволоки, Ом	Длина проволоки на 1 Ом, см
0,05	255	0,39	219	0,46
0,06	177	0,57	152	0,66
0,07	130	0,77	112	0,89
0,08	99,5	1,01	85,5	1,17
0,09	78,5	1,27	67,6	1,48
0,1	63,7	1,58	54,7	1,83
0,11	52,7	1,9	45,3	2,21
0,12	44,2	2,27	38	2,53
0,13	37,6	2,56	32,4	3,09
0,14	32,5	3,08	27,9	3,59
0,15	28,3	3,16	24,3	4,12
0,16	24,9	4,02	21,4	4,67
0,17	22	4,55	18,9	5,3
0,18	19,7	5,08	16,9	5,92
0,19	17,6	5,7	15,2	6,58
0,2	15,9	6,3	13,7	7,3
0,21	14,4	6,95	12,4	8,06
0,22	13,1	7,65	11,3	8,85
0,23	12	8,35	10,3	9,81
0,24	11	9,1	9,5	10,5
0,25	10,2	9,82	8,74	11,4
0,26	9,4	10,6	8,1	12,4
0,27	8,72	11,5	7,5	13,3
0,28	8,1	12,4	6,98	14,3
0,29	7,58	12,7	6,5	15,4
0,3	7,07	14,2	6,08	16,4
0,35	5,2	19,3	4,46	22,4
0,4	3,98	25,2	4,42	29,2
0,45	3,15	31,8	2,7	37
0,5	2,55	39,2	2,19	45,6
0,55	2,1	47,6	1,81	55,3
0,6	1,77	56,8	1,52	65,8
0,7	1,3	77	1,12	89,4
0,8	0,995	101	0,855	117
0,9	0,786	127	0,676	148
1	0,637	158	0,547	183

круглая мягкая с $\rho = 1{,}08 \pm 0{,}05$ Ом·мм^2/м. Для ориентировочного выбора необходимой длины обмоточного провода следует пользоваться табл. 12.53.

12.5. ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ И МАЛОМОЩНЫЕ ГЕНЕРАТОРНЫЕ ЛАМПЫ

Система обозначений и конструктивные виды приемно-усилительных ламп

Система обозначений приемно-усилительных ламп состоит из четырех элементов:

1-й элемент обозначения – число, указывающее округленно напряжение накала в вольтах. Номинальное напряжение накала $U_н$ у ламп с цифрой 1 в начале обозначения равно 1,2 В, у ламп с цифрой 2–2,2 В, у ламп с обозначением, начинающимся с цифры 6,–6,3 В и с числа 12–12,6 В.

2-й элемент обозначения – буква, указывающая тип лампы: Д – диод; Х – двойной диод; С – триод; Э – тетрод; П – выходной пентод или лучевой тетрод; К – высокочастотный пентод переменной крутизны; Ж – высокочастотный пентод; А – частотно-преобразовательная лампа с двумя управляющими сетками (кроме пентода); В – лампа со вторичной эмиссией; Н – двойной триод, Г – диод-триод, Б – диод-пентод, Ф – триод-пентод, И – триод-гексод, триод-гептод, триод-октод, Л – лампа со сфокусированным лучом, Е – электронно-лучевой индикатор, Р – двойной тетрод или пентод, Ц – кенотрон.

3-й элемент обозначения – число, указывающее порядковый номер данного типа прибора.

4-й элемент обозначения – буква, указывающая конструктивный вид приемно-усилительных ламп: С – в стеклянном баллоне, ∅ 22,5 мм; К – в керамической оболочке; П – стеклянная миниатюрная (пальчиковая), ∅ 19...22,5 мм; Г – стеклянная сверхминиатюрная, ∅ 10,2 мм; Б – стеклянная сверхминиатюрная, ∅ 10,2 мм; А – стеклянная сверхминиатюрная, ∅ до 8 мм; Р – стеклянная сверхминиатюрная, ∅ до 5 мм; Л – с замком в ключе цоколя; Д – с дисковыми впаями («маячковая», «карандашная»); Н – металлокерамическая, нувистор.

Лампы, отличающиеся повышенной надежностью и механической прочностью, имеют в конце обозначения букву В, лампы с долговечностью 10000 ч и более – Д, с долговечностью 5000 ч и более – Е, лампы для работы в импульсном режиме – И. Маломощные кенотроны и диоды также принято относить к числу приемно-усилительных ламп.

В табл. 12.54 приняты следующие сокращенные обозначения электродов приемно-усилительных ламп: а – анод; к – катод; л – лучеобразующие пластины лучевого тетрода; н – нить накала, подогреватель в лампе с катодом косвенного накала; с – сетка; э – экран внутри баллона; ф – флуоресцирующий экран; х – штырек отсутствует; «–» – с данным штырьком электрод не соединен.

Для ламп, объединяющих два диода или триода, а также для многосеточных ламп к буквам а, к, с добавляется цифра, указывающая порядковый номер электрода, например: к2 – катод второго триода; с2 (для двойного триода) – сетка второго триода; с2 (для пентода и тетрода) – вторая (экранирующая) сетка. Для комбинированных ламп к буквам а, к, с добавляется

Таблица 12.54. **Приемно-усилительные лампы широкого применеиии**

Тип	Схема расположения штырьков (рис. 12.12, 12.13)	Порядок соединения электродов со штырьками								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9, (10), [11], {12}
1А2П	РШ4	н, к, с5 с5	а	с2, с4	с1	н, к 5с	с3	н, к	х	х
1К2П	РШ4	н, к	а	с2	—	к, с3	с1	н, к	х	х
1Ц11П[1]	РШ4	н	—	—	н	н, к	—	н, к	х	х
1Ц21П[1]	РШ8	н, к	н	—	н, к	н	н, к	—	н	н, к
3Ц16С[1]	РШ5-1	н, к	н	н, к	—	н, к	н	н, к	—	х
3Ц18П[1]	РШ4	н, к	—	—	н, к	н	—	н, к	х	х
3Ц22С	РШ24	н, к	—	н	н, к	н	н, к	—	н	н, к
6А2П	РШ4	с1	к, с5	н	н	а	с2, с4	с3	х	х
6А4П	РШ8	с4	с1	к, с5	н	н	а1	а2	с2	с3
6В1П	РШ8	а	с3	с2	н	н	к	с1	к	д
6В2П	РШ8	а	—	с2	н	н	к, э	с1	к, э	д
6В3С	РШ8	а	д1	с2	н	н	к	с1	э	д2
6Д10Д		Оформление стеклянное с дисковым выводом катода								
6Д14П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	а
6Д15Д		Оформление металлостеклянное с дисковым выводом катода								
6Д16Д		Оформление металлостеклянное с цилиндрическими выводами анода и катода								
6Д20П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	а
6Д22С[2]	РШ24	а	—	а	н	н	а	—	а	—

Продолжение табл. 12.54

Тип	Схема расположения штырьков (рис. 12.12, 12.13)	Порядок соединения электродов со штырьками								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9, (10), [11], {12}
6Д24Н		Оформление металлокерамическое с жесткими выводами анода и катода								
6Е1П	РШ8	с, т	к	ф	н	н	—	а	ф	ф
6Е2П	РШ8	а1	с3	а2	н	н	с2	к	с1	ф
6Е3П	РШ8	с	э	к, ф	н	н	э	с4	э	а
6Ж2П	РШ4	с1	к, э	н	н	а	с2	с3	х	х
6Ж5П	РШ4	с1	л	н	н	а	с2	к	х	х
6Ж9П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж10П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж11П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж23П	РШ8	к	с1	к	н	н	а1	с3, э	а2	с2
6Ж32П	РШ8	с2	э	к	н	н	а	э	с3	с1
6Ж33А	Без цоколя	с2	и	а	н	х	к, с3	с1	х	х
6Ж38П	РШ4	с1	к, с3, э	м	н	а	с2	к, с3, э	х	х
6Ж40П	РШ4	с1	к	м	н	а	с2	с3	х	х
6Ж43П	РШ8	к	с1	к	н	н	а1	с3, э	а2	с2
6Ж49П-Д	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3, э	с2
6Ж50П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3	с2
6Ж51П	РШ8	к	с1	к	н	н	э	а	с2	с3
6Ж52П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3	с2
6Ж53П	РШ4	с1	к, с3	н	н	а	с2	к	х	х
6И1П	РШ8	с2, с4	с1	к, с5, э	н	н	аг	с3	ат	ст
6И4П	РШ25	кг, э, с5	сг3	сг1	с, г	н	н	аг	ст	кт (ат)
6К1Б	Без цоколя	а	с2	н	н	с3	к	с1	х	ххх
6К1П	РШ4	с1	к	н	н	а	с2	к, с3	х	х
6К4П	РШ4	с1	с3, э	н	н	а	с2	к, с3, э	х	х
6К6А	Без цоколя	с2	н	а	н	х	к, с3	с1	х	х
6К8П	РШ4	с1	к	н	н	а	с2	с3	х	х
6К13П	РШ8	к	с1	к	н	н	э	в	с2	с3
6К14Б	Без цоколя	к, с3	х	а	н	х	с2	х	нс1	хх
6К15Б-В	»	с1	х	н	к, с3	х	с2	н	а	ххх
6К16Б-В	»	с1	х	н	к, с3	х	с2	н	а	ххх
6Н1П	РШ8	а1	с1	к1	н	н	а2	с2	к2	э
6Н2П	РШ8	а1	с1	к1	н	н	а2	с2	к2	э
6Н3П	РШ8	н	к1	с1	а1	э	а2	с2	к2	н
6Н14П	РШ8	к1	с1	а1	н	н	с2	к2	к2	а2
6Н15П	РШ4	а2	а1	н	н	с1	с2	к	х	х
6Н16Б	Без цоколя	а2	к1	с1	н	а1	к2	с2	н	х
6Н17Б	»	а2	к1	с1	н	а1	к2	с2	н	х
6Н18Б	»	а2	к1	с1	н	а1	к2	с2	н	х
6Н19П	РШ8	н	ск1	с21	а1	к	а2	с22	ск2	н
6Н21Б	Без цоколя	к1	э	с1	а1	н	к2	—	с2	а2, (н)
6Н23П	РШ8	а1	с2	к2	н	н	а1	с1	к1	э
6Н24П	РШ8	к2	с2, э	а2	н	н	с1	к1	э1	-
6Н27П	РШ8	а2	с2	к2	н	н	а2	с2	к2	э
6Н31П	РШ8	а2	с2	к2	н	н	а1	с1	к1	э
6П1П	РШ8	а	с2	к, л	н	н	а	с1	к, л	с2
6П13С[1]	РШ5-1	х	н	к, л	х	с1	х	н	с2	х
6П14П	РШ8	—	с1	к, с3	н	н	—	а	—	с2
6П15П	РШ8	с3, э	с1	к	н	н	с3, э	а	—	с2
6П18П	РШ8	—	с1	к, с3	н	н	—	а	—	с2
6П20С[1]	РШ5-1	с2	н	к, л	с1	с2	к, л	н	с2	х
6П21С[1]	РШ5-1	л[4]	к, н	с2	л[4]	с1	л[4]	к, н	х	х
6П23П[1]	РШ8	л[4]	с2	л[4]	к, н	к, н	л[4]	с1	с2	л[4]
6П21Б	Без цоколя	с1	х	н	к, с3	а	н	с2	х	хххх
6П27С	РШ5-1	х	н	а	с2	с1	х	н	к, л	х
6П30Б	Без цоколя	к	н	с2	а	х	н	с1	с3х	ххх
6П31С[1]	РШ5-1	х	н	х	с2	с1	х	н	к, л	х
6П33П	РШ8	с1	с1	к, с3	н	н	с2	а	—	с2
6П36С[1]	РШ24	с1	с1	к, л	н	н	с2	с2	к, л	—

Продолжение табл. 12.54

Тип	Схема расположения штырьков (рис. 12.12, 12.13)	Порядок соединения электродов со штырьками								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9, (10), [11], {12}
6П37Н-В	Рис. 12.12	с2	с2	с2	с1	с1	с1	к	кн	(н) х
6П38П	РШ8	к	с1	к	н	н	—	а	с3	с2
6П39С	РШ24	а	с3	с2	н	н	с3	к	с1	к
6П41С	РШ24	с2	с1	к, эл	н	н	с1	с2	—	а
6П42С[1]	РШ24	с1	с2	к, л	н	с2	—	с2	к, л	—
6П43П-Е	РШ8	—	с1	к, с3	н	н	—	а	—	с2
6П44С[1]	РШ24	с1	с1	к, лэ	н	н	с2	с2	к, лэ	—
6П45С[1]	РШ24	с1	л	с2	н	н	с2	л	с1	к
6Р3С-1[1]	РШ6	с11	с2	к, л	н	с12	н	к	н	х
6Р4П	РШ25	с12	к, с32	с22	а2	н	н	к, с31	с11	с21, (а1)
6Р5П	РШ8	с21	с11	а1	н	н	с12	к, э	а2	с22
6С3Б	Без цоколя	а	н	н	с	к	х	х	х	х
6С3П	РШ8	—	с	к	н	н	к	к	к	а
6С4П	РШ8	с	с	к	н	н	к	с	с	а
6С6Б	Без цоколя	а	н	н	с	к	—	—	—	—
6С7Б	»	а	н	н	с	к	х	х	х	х
6С15П	РШ8	к	с	к	н	н	к	а	с	к
6С19П	РШ8	а	с	а	н	н	а	с	а	к
6С13Д		Оформление стеклянное с дисковыми выводами катода и сетки								
6С170-К		Оформление металлокерамическое с цилиндрическими выводами								
6С28Б	Без цоколя	а	к	х	н	с	к	х	н	—
6С29Б	»	а	х	с	н	с	к	с	н	—
6С31Б	»	к	н	х	х	а	х	н	с	х (х)
6С32Б	»	к	х	с	х	н	к	а	х	х (х)
6С34А	»	к	х	с	х	н	а	н	х	—
6С35А	»	к	х	с	х	н	а	н	х	—
6С36К	Оформление металлическое с дисковыми выводами сетки и цилиндрическими выводами анода, катода и подогревателя									
6С40П[1]	РШ8	к, э	—	—	н	н	к, э	—	—	с
6С44Д	Оформление стеклометаллическое с цилиндрическим выводом анода и катода и дисковым выводом сетки									
6С50Д	Оформление стеклометаллическое с цилиндрическими выводами анода и катода и дисковыми выводами сетки									
6С51Н	РШ39	х	а	х	с	х	х	х	к	х, н (х), [н]
6С52Н	РШ39	х	а	х	с	х	х	х	к	х, н, (х) [н]
6С53Н	РШ39	н	н	х	х	х	х	х	х	х, (х), [х], {х}
6С56П	РШ8	а	с	а	н	н	а	с	а	к
6С58П	РШ8	к	с	к	н	н	х	а	х	х
6С59П	РШ8	с	с	к	н	н	х	с	с	а
6С62Н	РШ39	х	а	х	с	х	х	х	к	х, (н), [х], {н}
РФ1П	РШ8	ат	сп1	сп2	н	н	ап	к, сп3	кт	ст
6Ф3П	РШ8	ст	кп, л	сп1	н	н	ап	сп2	кт	ат
6Ф4П	РШ8	ст	ат	кт	н	н	ап	кп, э, сп3	сп1	сп2
6Ф5П	РШ8	ат	ст	кт	н	н	ап	сп2	кп, э	сп1
РФ12П	РШ8	ст	кт	ап	н	н	сп1	кп, э	сп2	ат
6Ц10П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	—
6Ц17С	РШ5-1	а	—	к	—	а	—	н	н	х
6Ц19П[2]	РШ8	—	а	—	н	н	—	а	—	—
6Э5П	РШ8	н	а	—	к	с2	н	—	с1	к
6Э6П-Е	РШ8	к	с1	к	н	н	к	а	—	с2
6Э12Н[1]	РШ39	х	с2	х	с1	х	х	х	к	х, (н), [х], {н}

Окончание табл. 12.54

Тип	Схема расположения штырьков (рис. 12.12, 12.13)	Порядок соединения электродов со штырьками							
		1	2	3	4	5	6	7	8	9, (10), [11], {12}
6Э13Н[1]	РШ39	х	с2	х	с1	х	х	х	к	х, (н), [х], {н}
6Э14Н	РШ39	х	с2	х	с1	х	х	х	к	х, (н) [х], {н}
9Ф8П	РШ8	ат	сп1	сп2	н	н	ап	кп, сп3	кт	ст
15Ф4П	РШ8	ст	ат	кт	н	н	ап	кп, э, с3	сп1	сп2
16Ф3П	РШ8	ст	кп, л	сп1	н	н	ап	с2	кт	ат
18Ф5П	РШ8	ат	ст	кт	н	н	ап	сп2	кп, э	сп1

[1] Анод выведен к колпачку на баллоне.
[2] Катод выведен к колпачку на баллоне.
[3] Индикаторная метка.
[4] Лучеобразующие пластины соединены со средней точкой нити накала.

вторая буква; г – гептод; п – пентод, т – триод, д – диод (например, аг – анод гептода в триод-гептоде, сп1 – управляющая сетка пентодной части триод-пентода).

Схемы расположения штырьков приемно-усилительных ламп широкого применения приведены на рис. 12.12, 12.13.

Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров ламп

Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров ламп определяют электрические и тепловые режимы их работы, превышение которых может привести к необратимому изменению параметров ламп и быстрому выходу ламп из строя вследствие потери эмиссии катода, перегорания подогревателя (нити накала), межэлектродного электрического пробоя или перегрева электродов, в первую очередь анода и экранирующей сетки. Кроме того, если лампы работают при максимально допустимых напряжениях и токах, понижается долговечность аппаратуры, особенно при таких режимах, когда два (или более) параметра достигают своего максимально допустимого значения.

Основные параметры: $I_{a\,max}$, $I_{к\,max}$ – максимально допустимый анодный или катодный ток. Для ламп, предназначенных для работы в импульсном режиме (например, в генераторах строчной развертки телевизоров), помимо среднего допустимого тока катода (постоянная составляющая) указывается его максимальное импульсное значение; $U_{a\,max}$ – максимально допустимое постоянное напряжение на аноде; $P_{a\,max}$, $P_{c2\,max}$ – максимально допустимая мощность, выделяемая на аноде и на экранирующей сетке; R_c – максимально допустимое сопротивление в цепи управляющей сетки (указывается для отдельных типов ламп).

Максимально допустимый анодный ток диода в импульсе ограничивается эмиссией катода, при которой перегрев анода током лампы не опасен (табл. 12.55 и 12.56).

Таблица 12.55. **Диоды**

Тип	$U_н$, В	$I_н$, А	$U_{обр,и,max}$, В	$I_{ап,ср,max}$, мА	$I_{ап\,и\,max}$, мА	$C_{а,к}$, пФ, не более	D, мм, не более	h, мм, не более
Диоды с одним анодом								
6Д10Д	6,3	0,75	100	10	30	3,5	20	40
6Д16Д	6,3	0,24	450	–	2000*	2	7,5	31
6Д15Д	6,3	0,33	200	8	750*	1,5	20	36
Демпферные диоды								
6Д14П	6,3	1,1	5600	150	600	10	22,5	75
6Д20П	6,3	1,8	6500	220	600	8,5	22,5	90
6Д22С	6,3	1,9	6000	300	1000	13,5	30	100
6Ц10П	6,3	1,05	4500	120	450	4,5	22,5	75
6Ц17С	6,3	1,8	4500	215	1200	11	33	100
6Ц19П	6,3	1,1	4500	120	450	8	22,5	75

*) В импульсе.

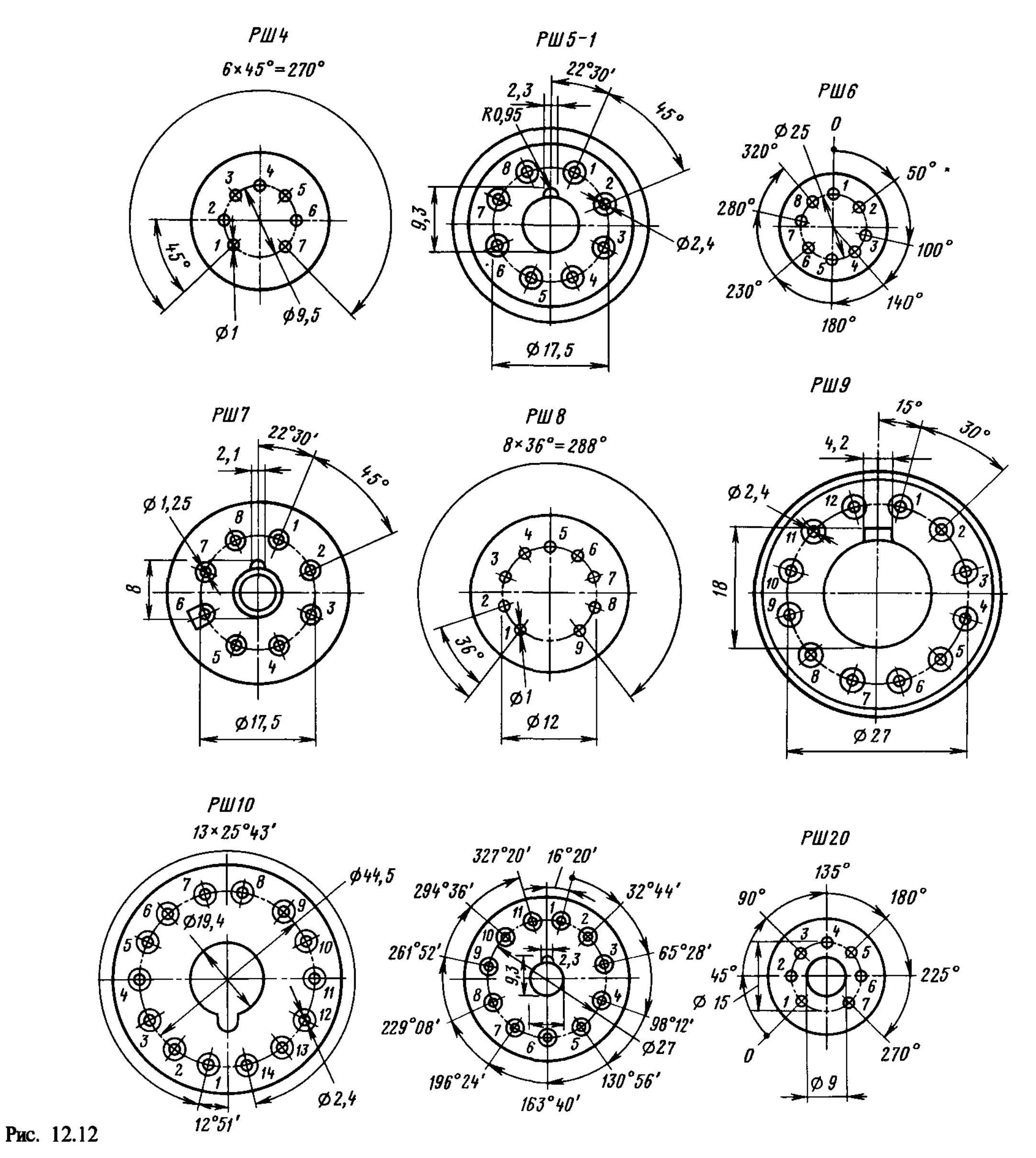


Рис. 12.12

Таблица 12.56. **Кенотроны с одним анодом** *

Тип	$U_н$, В	$I_н$, А	R_i, Ом	$U_{обр.и.max}$, кВ	$I_{ап.max}$, мА	$I_{ап.ср max}$, мА	D, мм, не более	h, мм, не более
1Ц11П	1,2	0,2	20000	20	2	0,3	19	60
1Ц21П	1,4	0,69	–	25	40	0,6	22,5	80
3Ц16С	3,15	0,21	–	35	80	1,1	33	105
3Ц18П	3,15	0,21	15000	25	15	1,5	19	65
3Ц22С	3,15	0,4	–	36	–	2	30	90

*) Лампы для преобразования импульсного напряжения обратного хода строчной развертки телевизоров в постоянное высокое анодное напряжение кинескопов.

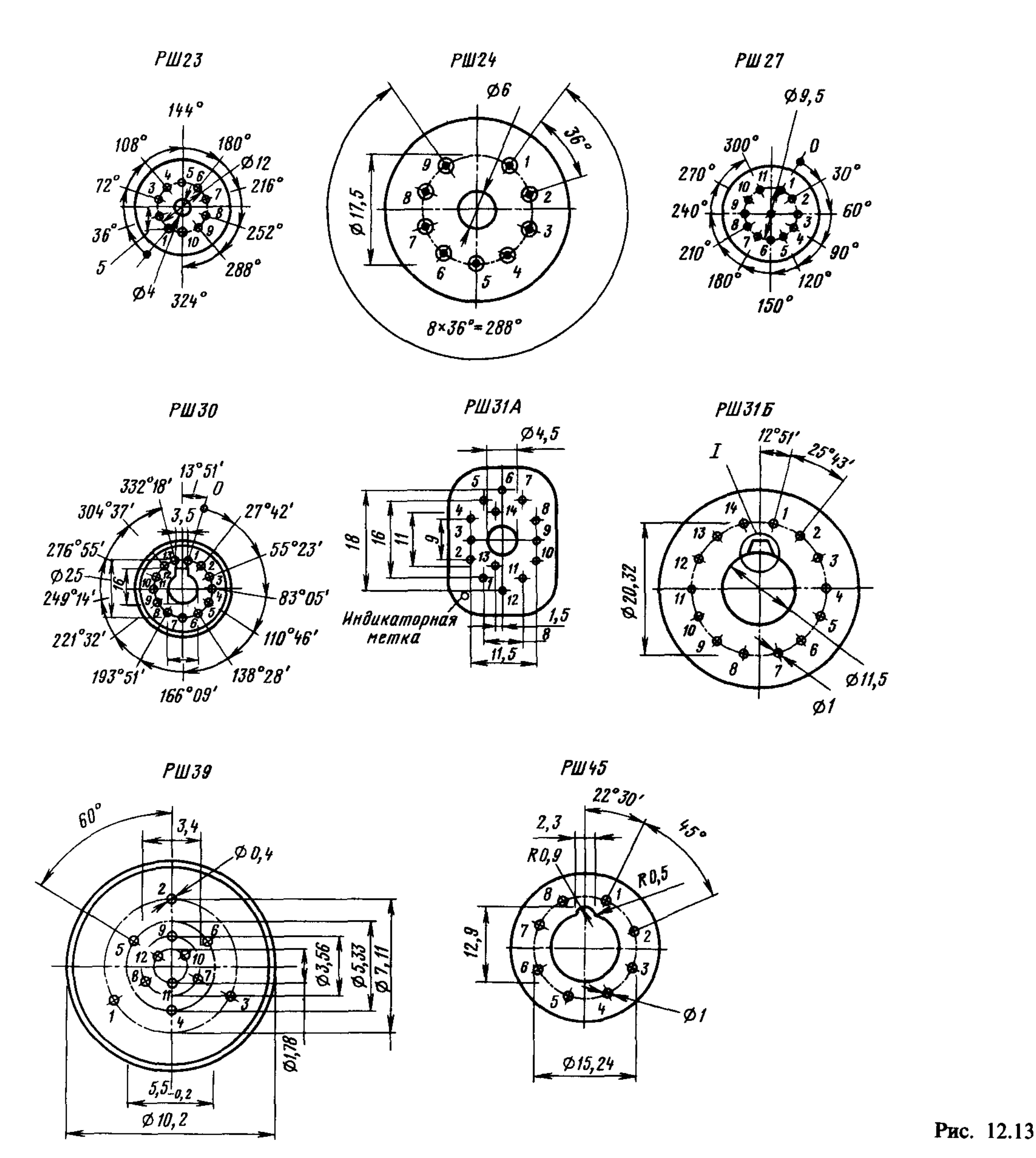


Рис. 12.13

$I_{вп\,max}$ – максимально допустимый выпрямленный ток диода ограничивается мощностью потерь на аноде или эмиссией катода; $U_{обр,и,max}$ – максимально допустимое импульсное обратное напряжение диода – наибольшее напряжение на аноде во время отрицательной полуволны подводимого напряжения, при котором не возникает пробоя внутри диода или между штырьками его цоколя.

Основные параметры ламп с управляющими сетками

Электрические параметры приемно-усилительных ламп с сетками и некоторых маломощных генераторных ламп, соответствующие номинальным режимам их работы, указаны в табл. 12.57–12.61. Номинальное напряжение накала ламп $U_н$ с цифрой 1 в начале обозначения равно 1,2 В; ламп с цифрой 2–2,2 В, ламп с обозначением, начинающимся с цифры 6,–6,3 В и с числа 12–12,6 В.

Крутизна характеристики S показывает, на сколько миллиампер изменится анодный ток $I_а$ при изменении напряжения управляющей сетки U_{c1} на 1 В при неизменных напряжениях на остальных электродах лампы.

Внутреннее сопротивление R_i (сопротивление лампы переменному току) – отношение приращения анодного напряжения к вызываемому им приращению анодного тока при неизменных напряжениях на остальных электродах лампы.

Таблица 12.57. **Триоды**

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов							Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров				Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	$U_с$, В ($R_к$, Ом)	$I_а$, мА	S, мА/В	μ	R_i, кОм	$R_с$, МОм, не более	$U_{а\,max}$, В	$I_{а\,max}$, ($I_{к\,max}$), мА	$P_{а\,max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
								Триоды								
6С3Б	0,15	250	(1360)	8,5	2,2	14	–	0,75	300	12	2,5	3,7	5,4	3,2	10,2	45
6С3П	0,3	150	(100)	16	19,5	50	–	1	160	35	3	7,4	1,7	2,2	22,5	56,5
6С4П	0,3	150	(100)	16	19,5	50	–	1	160	35	3	13	4,2	0,17	22,5	56,5
6С6Б	0,2	120	– 2	9	5	25	5	1	250	14	1,4	2,95	4,4	1,42	10,2	36
6С7Б	0,2	250	– 2	4,5	4	60	15	1	300	7	1,45	4,2	4,3	1	10,2	36
6С15П	0,44	150	(30)	40	45	52	1,24	0,15	150	52	7,8	13	2,1	5	22,5	60
6С19П	1	110	– 7	95	7,5	–	0,42	0,5	350**	(140)	11*	8	4	10	22,5	72
6С28Б	0,31	90	(82)	11	17	40	–	0,1	120	(35)	1,3	8	4,2	3	10,2	48
6С29Б	0,31	90	(82)	11	17	40	–	1	120	35	1,3	12	5,4	0,35	10,2	48
6С31Б	0,22	50	0	40	18	17	–	1	100	60	2,5	5	1,5	4,8	10,2	44
6С32Б	0,165	200	(285)	3,5	3,5	100	–	2	250	(10)	1,5	3,5	1	1,2	10,2	31
6С34А	0,127	100	(120)	8,5	4,6	25	–	1	100	15	1,1	2,6	3,2	1,6	7,2	41
6С35А	0,127	200	(380)	3	4	70	–	1	300	7	0,9	2,8	3,3	1,7	7,2	41
6С40П	0,17	20 000	– 10,5...17,5	0,3	0,2	1400	–	1	20 000	(0,5)	6	2,7	0,7	0,05	22,5	76
6С51Н	0,13	80	(130)	9,5	10	32	3,2	1	120	(15)	1,2	5,5	2,3	2,5	11	20,3
6С52Н	0,13	120	(130)	8	9,5	64	6,7	1	120	(15)	1,3	5,5	2,5	1,3	11	20,3
6С53Н	0,13	120	(68)	9	11	75	6,8	1	120	(15)	1,5	5,5	2	0,007	11	20
6С56П	1	110	– 7	95	8,5	–	0,35	0,5	350	–	11	2,5	1,5	17	22,5	76
6С58П	0,3	150	(51)	27	36	64	–	–	330	(45)	5,7	9,0	5,4	2	22,5	56,5
6С59П	0,3	150	(51)	27	36	62	–	–	330	(45)	5,7	14,1	2,9	0,26	22,5	56,5
6С62Н	0,135	120	–	0,4	1,7	90	5,3	10	250	(15)	1,2	3,5	3,1	1,6	11	20,3
								*Двойные триоды****								
6Н1П	0,6	250	(600)	7,5	4,5	35	11	1	300	(25)	2,2	4,2	2,1 2,3	2,7	22,5	57
6Н2П	0,34	250	– 1,5	1,8	2,25	98	50	0,5	300	10	1	2,7	3	0,7	22,5	57
6Н3П	0,35	150	2 (240)	8,5	5,9	36	6,25	1	300	(18)	1,5	3	1,6	1,6	22,5	60
6Н14П	0,35	90	– 1,5	10,5	6,8	25	–	1	300	–	1,5	5,7 3,1	3,3 1,4	0,25 1,8	22,5	56,5
6Н15П	0,45	100	(50)	9	5,6	38	–	0,1	330	–	1,6	3	0,65 0,55	1,8	19	57
6Н16Б	0,4	100	(325)	6,3	5	25	–	1	200	(14)	0,9	3,4	3,2	2	10,2	41

Окончание табл. 12.57

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов							Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров				Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	$U_с$, В ($R_к$, Ом)	$I_а$, мА	S, мА/В	μ	R_i, кОм	$R_с$, МОм, не более	$U_{а\,max}$, В	$I_{а\,max}$, ($I_{к\,max}$), мА	$P_{а\,max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
6Н17Б	0,4	200	(325)	3,3	3,8	75	–	1	250	(10)	0,9	3,8	2,2	2,1	10,2	41
6Н18Б	0,33	100	(325)	6,3	5	23	–	1	200	(12)	0,9	3,4	1,9	2	10,2	41
6Н19П	0,65	150	(50)	14,5	13,5	70	–	–	200	(50)	2	4,3	1,5	4	22,5	60
6Н21Б	0,4	200	(330)	3,5	3,8	90	–	2	250	(10)	1	3,5	0,85	1,4	10,2	40
6Н23П	0,3	100	9	15	12,7	34	–	1	300	(20)	1,8	4,5	2,45	1,85	22,5	60
													2,25			
6Н24П	0,3	90	9	15	12,5	34	–	1	300	(20)	1,8	4,8	2,4	1,4	22,5	57
												7,6	3,75	0,35		
6Н27П	0,33	6,3	0	0,9	2,8	13	–									
		12,6	0	2,5	4,9	15	–	1	300	(20)	0,6	3,6	2,11	1,6	22,5	56,5
		25	0	8	18	16	–	1								
6Н13П	0,31	90	(91)	17	12	31	–	1	550	(22)	2	–	2,4	–	22,5	51

* При $U_а > 200$ В допускается $P_{а\,max} \leqslant 7$ Вт. ** При $P_а < 5$ Вт допускается $U_{а\,max} < 450$ В. ***) Первое значение $C_{вых}$ и $C_{прох}$ – для первого триода, второе – для второго; $I_{к\,max}$, $I_{а\,max}$ $P_{а\,max}$ относятся к каждому из двойных триодов. Если приводится одно значение, значит, оно относится к каждому из двойных триодов.

Таблица 12.58. **Пентоды и тетроды**

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов								Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	$U_{с2}$, В	$U_{с1}$, В ($R_к$, Ом)	$I_а$, мА	$I_{с2}$, мА	S, мА/В	R_i кОм	$I_{к\,max}$, мА	$U_{а\,max}$, В	$R_с$, МОм, не более	$P_{а\,max}$, Вт	$P_{с2\,max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
								Пентоды с короткой характеристикой										
6Ж1П	0,17	120	120	(200)	7,35	3	5,2	300	20	200	1	1,8	0,55	4,7	2,8	0,03	19	41
6Ж2П	0,17	120	120	(200)	6	5	4,5	130	20	200	1	1	0,65	4,7	2,8	0,0035	19	41
6Ж9П	0,3	150	150	(80)	15	4,5	17,5	150	35	250	1	3	0,75	9,5	3,5	0,003	22,5	41
6Ж10П	0,3	200	100	(82)	6,5	5,5	10	100	35	250	1	3	0,75	10	4,8	0,002	22,5	41
6Ж11П	0,44	150	150	(50)	25	7,5	28	36	40	150	0,3	4,9	1,15	15,6	3,95	0,1	22,5	60
6Ж23П	0,44	150	150	(50)	13,5	6	15	36	40	150	0,3	2,45	1,15	15,5	3,5	0,075	22,5	57
6Ж32П	0,2	250	140	– 2	3	0,8	2,8	2500	6	300	3	1	0,2	4	5,5	0,05	22,5	57
6Ж33А	0,127	120	100	(120)	7,5	4	4,5		15	150	1	1,3	0,4	3,6	3,3	0,3	7,2	66

6Ж38П	0,19	150	100	(82)	12	3,5	10,6	360	25	300	1	3	0,5	5,8	4	0,02	19	57
6Ж40П	0,3	12,6	6,3	–	1,85	0,5	2,1	100	15	30	2,2	0,5	0,5	7,9	4	0,025	19	57
6Ж43П	0,48	150	150	(50)	29	6,5	29	36	46	150	0,3	3,1	1,35	15,5	3,45	0,075	22,5	50
6Ж49П-Д	0,3	150	150	(80)	15	2,45	17,5	100	22	150	0,5	2,85	0,45	9	3,1	0,03	22,5	57
6Ж50П	0,3	150	150	(43)	25	4	35	90	45	350	(50...1800) кОм	5,3	0,9	12	2,8	0,06	22,5	56,5
6Ж51П	0,3	200	200	(200)	8	3,5	15,5		25	550	(500...2500) кОм	2,5	1	11,5	3,3	0,005	22,5	62
6Ж52П	0,33	100	150	(24)	41	8	55	–	60	250	0,5	7,5	1,2	13,5	1,8	0,05	22,5	57
6Ж53П	0,16	150	150	(68)	13	2,2	19	–	24	400	–	3,5	0,4	6,6	1,7	–	19	48

Пентоды переменной крутизны

1К2П	0,03	60	45	0	1,35	0,35	0,7	1500	3,5	90	3	0,3		3	4,9	0,01	19	57
6К1Б	0,2	120	120	(200)	–	4	4,8	–	15	150	1	1,2	0,4	6,3	4,7	0,03	10,2	36
6К1П	0,15	250	100	– 3	6,6	2,7	1,8	450	–	275	–	1,8	0,33	4,1	3,9	0,01	19	42
6К4П	0,3	250	100	(68)	10	5,5	4,4	850	20	300	0,5	3	0,6	7,2	7,8	0,0045	19	48
6К6А	0,127	120	100	(120)	7,5	4	4,5		15	150	1	1,3	0,4	3,6	3,3	0,03	7,2	66
6К8П	0,3	12,6	3,2	–	0,9	0,25	1,1	190	15	30	10	0,5	0,5	6,7	4,1	0,025	19	57
	0,3	25	6,8	–	2,75	0,75	2,1	75	15	30	10	–	–					
6К13П	0,3	200	90	(120)	12	4,5	12,5	500	20	550	1	2,5	0,65	11,7	3,9	0,006	22,5	62
6К14Б-В	0,13	50	50	– 1	5,5	1,5	5	–	15	150	1	0,5	0,3	6,9	2,5	0,05	10,2	35
6К15Б-В	0,44	100	100	–	5	2,5	6 дБ/В	–	15	120	0,5	1,2	0,4	8	5,5	0,15	10,2	43
6К16Б-В	0,4	100	100	–	11	5	–	–	30	120	0,5	1,2	0,4	7,5	5,5	0,1	10,2	43

Тетроды

6Э5П	0,6	150	150	(30)	43	14	30,5	8	100	250	0,5	8,3	2,3	17	2,8	0,065	22,5	72
6Э6П-Е	0,6	150	150	(30)	44	10	30,5	15	70	250	0,5	8,25	2,1	17	6,8	0,075	22,5	67
6Э12Н	0,14	120	50	(68)	10	3,6	9,5	–	20	330	1	2,2	0,2	7	1,5	0,017	11	25,3
6Э13Н	0,14	27	27	(68)	7	3,6	8,5	–	15	300	1	2,2	0,2	7	1,9	0,025	11	25,8
6Э14Н	0,14	27	27	(68)	7	3,6	8,5	–	15	300	1	2	0,2	7	1,9	0,025	11	25,8

Тетроды со вторичной эмиссией

6В1П	0,4	250	250	(200)	26	3,5	28	–	20	550	–	4,5	0,8	10,2	5,4	0,008	22,5	72
6В2П	1,6	600	300	– 25	2000 [1]	–	300 [1]	–	–	600	–	3	1	32	20	0,2	22,5	67
6В3С	0,85	700	400	– 25	2000 [1]	–	300 [1]	–	–	700	–	5	1,5	17	17	0,2	24,5	70

Выходные лучевые тетроды и пентоды

6П1П	0,5	250	250	– 12,5	44	7	4,9	42,5	70	420	0,5	12	2,5	9,5	5,4	0,7	22,5	72
6П13С [2]	1,3	200	200	– 19	58	8	9,5	25	400	450	–	14	4	20	7,5	0,9	33	110
6П14П	0,7									8000								
6П14П	0,76	250	250	(120)	48	5	11,3	30	65	300 [4]	1	14	2,2	13,5	10	0,4	22,5	78,5
6П15П	0,76	300	150	(75)	30	4,5	15	100	90	330	1	12	1,5	15,5	8,5	0,07	22,5	78,5
6П18П	0,76	180	180	(110)	53	8	11	22	75	250	1	12	2,5	11,5	6	0,2	22,5	78,5
6П20С [2]	2,5	175	175	– 30	90	10	8,5	7	200	450	–	27	3,6	22,5	10	0,8	52	140
										6000								

15 Зак. 330

Продолжение табл. 12.58

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов								Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	U_{c2}, В	U_{c1}, В ($R_к$, Ом)	$I_а$, мА	I_{c2}, мА	S, мА/В	R_i кОм	$I_{к\,max}$, мА	$U_{а\,max}$, В	$R_с$, МОм, не более	$P_{а\,max}$, Вт	$P_{c2\,max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
6П21С[3]	0,7	600	200	– 16	36	1,5	4	–	100	600	–	18	3,5	8,2	6,5	0,15	37	90
6П23П[3]	0,75	300	200	– 16	40	5	4,5	44	100	350	–	11	3	8,3	5	0,1	22,5	75
6П25Б	0,45	110	110	– 8	30	5	4,5	–	60	170	0,5	4,1	0,55	7,4	8,1	0,2	10,2	43
6П27С	1,5	250	265	– 13,5	100	15	10	15	150	800	0,25	27,5	8	15	11	1	39	100
6П30Б	0,4	120	120	(330)	35	1,3	4,5	–	60	250	1	5,5	2	15	6	0,6	10,8	48
6П31С[2]	1,3	100	100	– 9	80	8,5	12,5	4	600	300	–	107	4,5	21,8	10	1,3	34	103
										7000								
6П33П	0,9	170	170	– 12,5	70	6,5	10	25	100	250	1	12	1,75	12	7	1	22,5	80
6П36С[2]	2	100	100	– 7	120	–	14	4,5	250	250	0,5[5]	12	5	36	21	1	40	115
										7000								
6П38П	0,45	150	150	0	50	8	65	30	90	200	(25 + 1800) кОм	10,5	1,8	25	4,4	0,75	22,5	67
6П39С	0,6	125	125	(51)	50	6	45	18	75	400	–	7	1,5	18	4	0,11	30	71
6П41С	1,1	190	190	(300)	66	2,7	8,4	12	100	400	–	14	3	23	10,5	5,5	30	95
6П42С[2]	2,1	75	150	– 60	700	120	–	1,5	310	250	2,2	24	4,5	25	4,4	0,75	22,5	67
										7000								
6П43П-Е	0,625	185	185	(340)	45	2,7	7,5	–	75	300	2,2	12	2	1,3	9	0,7	22,5	78,5
										2500								
6П44С[2]	1,35	50	200	– 10	100	37	–	–	250	250	0,51	21	6	22	9	1,5	30,2	103
										7000								
6П45С[2]	2,5	50	175	– 10	800	150	–	2,5	500	700	2,2	35	5,5	55	20	1,5	46	12,4
Двойные лучевые тетроды и пентоды																		
6Р4П	0,84	180	180	751	30	7	21	–	16	250	0,5	7,3	2,5	13	8	0,1	22,5	78,5
	0,84	200	150	130	10	2,8	8,5	–	60	250	1	2,8	0,65	10	11	0,4	22,5	78,5
6Р5П	0,55	250	250	– 9	24	4,5	6	8	40	300	1,2	8	3,5	–	–	–	22,5	78,5
Триод-пентоды[7]																		
6Ф1П	0,42	100	–	– 2	13	–	5	–	14	250	0,5	1,5	–	3	0,5	1,8	22,5	60
		170	170	– 2	10	4,5	6,2	400	14	250	1	2,5	0,7	5,5	3,4	0,025	22,5	60
6Ф3П	0,81	170	–	1,5	2,5	–	2,5	–	15	250	3[6]	1	–	2,2	0,4	3,7	22,5	77
		170	170	11,5	41	14	7	15						9,3	8,5	0,3	22,5	77
6Ф4П	0,72	200	–	(600)	3	–	4	–	60	275	1[6]	8	2,5	4	0,6	2,7	22,5	72
		170	170	(100)	18	3,2	10,4	130	12	250	1	1	–	8,7	4	0,1	22,5	72
6Ф5П	0,93	100	–	(160)	5,2	–	7	–	40	250	1	4	1,7	3,5	0,25	1,8	22,5	79
		185	185	(340)	41	2,7	7,5	23	15	250	3,3[6]	0,5	–	11,7	8,8	0,7	22,5	79

6Ф12П	0,33	150	150	– (68)	12,5	–	19	–	22	250	–	3,5	–	4	0,34	2	22,5	57
		150	150	–	13	2,2	19	–	22	300	–	5	0,4	8,2	2,4	0,02	22,5	57
9Ф8П	0,3	100	–	– 2	14	–	5	–	14	250	0,5	1,5	–	3	0,3	1,8	22,5	57
		170	170	– 2	10	4,5	6,2	400	14	250	1	– 2,5	0,7	5,5	3,2	0,025	22,5	57
15Ф4П	0,3	200	–	–	3	–	4	–	12	250	3[6]	1	–	4,6	2,7	3,2	22,5	67
		200	200	–	18	3	10,4	110	40	250	2[6]	4	1,7	10,4	5	0,1	22,5	67
16Ф3П	0,3	170	–	– 1,5	2,5	–	2,5	–	15	250	3[6]	1	–	2,2	0,4	3,4	22,5	78,5
		170	170	– 11,5	41	14	7	15	60	275	1[6]	8	2,5	9,3	8,5	0,3	22,5	78,5
18Ф5П	0,3	100	–	(160)	5	–	5,5	–	15	250	3,3[6]	0,7	–	–	–	–	22,5	78,5
		185	185	(840)	45	2,7	7,5	–	75	300	2,2[6]	9	2	–	–	–	22,5	78,5

1) В импульсе.
2) Лампы для выходных каскадов строчной развертки телевизоров. Для них в квадратных скобках указаны импульсные значения токов и обратных импульсных напряжений на аноде.
3) Лампы для ВЧ каскадов усиления мощности.
4) При $P_а \leqslant 8$ Вт допустимо $U_{а\,max} = 400$ В.
5) В цепях строчной развертки допускается $R_{c1} = 2{,}2$ МОм.
6) При автоматическом смещении.
7) В первых строчках для каждой лампы приведены параметры триода, во вторых – пентода.

Коэффициент усиления μ показывает, на сколько вольт нужно изменить анодное напряжение, чтобы при изменении напряжения на управляющей сетке на 1 В анодный ток остался неизменным.

Крутизна преобразования $S_{пр}$ – параметр частотно-преобразовательных ламп – отношение переменной составляющей анодного тока ПЧ к переменному напряжению на сигнальной сетке при заданном напряжении на гетеродинной сетке и неизменных напряжениях на остальных электродах. Обычно $S_{пр} = (0{,}25 \ldots 0{,}35)S$; она возрастает в некоторых пределах при увеличении напряжения гетеродина.

Входная емкость $C_{вх}$ – емкость управляющей сетки по отношению к электродам, на которых в рабочем режиме лампы нет переменных потенциалов частоты напряжения, приложенного к цепи управляющей сетки. Для триода $C_{вх}$ – емкость между сеткой и катодом; для пентода она равна емкости между первой (управляющей) сеткой и катодом, соединенным со второй и третьей сетками. Входная емкость гептода равна емкости между его сигнальной сеткой и катодом, соединенным со всеми пятью сетками.

Выходная емкость $C_{вых}$ – емкость между анодом и другими электродами, на которых в рабочем режиме лампы нет переменных потенциалов той же частоты, какую имеет переменное напряжение на сопротивлении нагрузки лампы. Выходная емкость триода – емкость между анодом и катодом. Для пентода она равна емкости между анодом и катодом, соединенным со второй и третьей сетками. Для гептода $C_{вых}$ равна емкости между его анодом и катодом, соединенным со всеми пятью сетками.

Усиление лампы на высоких частотах тем больше, чем меньше сумма $C_{вх} + C_{вых}$ и чем больше S.

Проходная емкость $C_{прох}$ – емкость между анодом и управляющей сеткой лампы.

Отношение крутизны характеристики лампы к реактивной проводимости ее проходной емкости служит показателем устойчивости усиления.

Коэффициент широкополосности – отношение $S/(C_{вх} + C_{вых})$.

Эквивалентное сопротивление внутриламповых шумов $R_ш$ – сопротивление резистора, на концах которого при температуре 25°C вследствие собственных тепловых колебаний электронов возникает такое напряжение шумов, которое, будучи приложенным между управляющей сеткой и катодом идеальной бесшумной лампы, вызывало бы в ее анодной цепи ток шумов, равный возникающему в реальной лампе.

Для триода $R_ш = 3/S$; для пентода $R_ш = (3/S) + (20I_аI_{c2})/[S^2(I_а + I_{c2})]$. Здесь токи $I_а$ и I_{c2} выражены в миллиамперах, крутизна S – в миллиамперах на вольт и сопротивление $R_ш$ – в килоомах. Сопротивление $R_ш$ имеет значение при выборе лампы для первых каскадов усилителей.

Эксплуатация ламп

Работа ламп при напряжении накала на 5...10% выше номинального увеличивает вероятность перегорания и обрыва подогревателей в лампах с катодами косвенного накала и

Таблица 12.60. **Генераторные лампы и некоторые усилительные лампы в генераторном режиме**

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов							Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров						Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$U_н$, В	$I_н$, А	$U_а$, В	U_{c2}, В	U_{c1}, В ($R_к$, Ом)	$I_а$, мА	S, мА/В, не менее	$U_{a\,max}$, В	$I_{к\,max}$, мА	$P_{a\,max}$, Вт	$P_{c1\,max}$, Вт	$P_{c2\,max}$, Вт	$f_{пред}$, МГц	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
6Н16Б	6,3	0,37	100	–	(325)	6,3	5	350	14	0,2	0,1	–	440	2,7	1,7	1,5	10,2	41
ГУ-13	10	5,1	2000	400	–	50	–	2000	–	100	–	22	30	19,5	17,5	0,25	65	191
ГУ-15	4,4	0,68	220	200	–14	50	4,7	400	85	15	0,4	4	60	12	14,5	0,16	45,3	93,5
ГУ-17	6,3	0,8	200	200	–10	20	2,45	400	100	12	0,5	3	250	7,8	3,2	0,1	22,5	80
ГУ-18	6,3	1,2	250	200	–	35	22	600	130	27	1	4	600	8,4	3,2	0,6	40	85
ГУ-19	6,3	2	350	250	–17	40	45	750	280	40	1	7	500	12	4	0,08	40	100
ГУ-29	6,3	2,25	250	175	–17	40	45	750	280	40	2	6	500	12	4	0,08	40	100
ГУ-32	6,3	1,6	350	250	–10	19	–	500	100	15	–	5	200	9,4	4,8	0,5	61	88
ГУ-42	6,3	2	600	250	–17	40	4,5	750	700	50	2	6	60	11	5	0,05	41	100
ГУ-50	12,6	0,7	800	250	–40	50	4	1000	230	40	1	5	120	15	10,3	0,1	45,3	93,5
ГС-4В	6,3	0,47	200	–	–	30	18	350	65	15	0,4	–	5000	3,8	0,04	2,1	23,4	31,3
ГС-6В	6,3	0,9	250	–	–	30	22	450	100	28	0,5	–	5000	5,5	2,4	0,06	25,5	37
ГС-11	6,3	0,29	175	–	–0,75	10	9	175	10	1,5	0,1	–	4000	3,5	0,015	1,6	15,4	25,1
ГС-13	6,3	0,49	250	–	–1,8	30	18	300	65	13	0,4	–	4000	3,8	0,04	2,1	23,4	31,3
ГС-14	6,3	0,73	350	–	–2,2	30	20	400	100	88	0,5	–	4000	5,5	0,06	2,3	25,5	37
ГУ-63	6,3	0,69	150	250	–16	–	2,8	700	50	13	0,5	3	200	8,3	1,9	0,1	30,5	6,5
ГУ-64	6,3	3,15	300	300	–	250	11,5	200	320	100	1	15	175	23	14	0,5	66	127
ГК-71*	20	2,7	1500	400	–50	250	4,2	1500	–	125	–	25	20	22	24	0,15	68	195
Генераторные триоды диапазонов ДЦВ и СМВ																		
6С13Д	6,3	0,78	300	–	(200)	21	5,2	350	35	9	0,1	–	3600	3,1	0,03	1,6	21,7	48
6С17К-В	6,3	0,3	175	–	–(0,2...1,3)	10	14	200	11	2	0,1	–	6000	4	0,015	1,8	13,5	25,7
6С36К	6,3	0,32	250	–	–(0,2...1,5)	10	12	300	10	3	0,1	–	10300	3,6	0,02	2,4	15,4	28,7
6С44Д	6,3	0,33	250	–	–4	26	6	300	80	8	–	–	3000	4	0,1	2,1	20,7	48,5
6С50Д	6,3	0,37	250	–	–4	22	6	1500	–	8	0,5	–	–	4,5	0,12	2,3	15	48,5

*) U_{c3} = 50 В; у остальных ламп с защитной сеткой последняя соединена с катодом.

Таблица 12.59. **Частотно-преобразовательные лампы**

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов							Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Емкость, пФ, не более			Размеры, мм, не более	
	$I_н$, А	$U_а$, В	U_{c2+4}, В	U_{c1}, ($R_к$, Ом)	$I_а$, мА	I_{c2+4} мА	$S_{пр}$, мА/В, не менее	$I_{к\,max}$, мА	$U_{а\,max}$, В	$R_{c1\,max}$, МОм, не более	$P_{а\,max}$, Вт	$P_{c2+4max}$, Вт	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$	D	h
1А2П	0,03	60	45	0	0,7	1,1	0,2	3	90	1	0,3	1,1	5,1	6,3	0,6	19	50
6А2П	0,3	250	100	– 1,5	3	7	0,3	14	330	–	1,1	1,1	7,5	10,5	0,35	19	57
6А4П	0,44	200	100	– 10	34	32	–	20	250	0,5	2	0,5 1,5	10,5	2,8	0,35	22,5	60
6И1П	0,3	100	–	– 2	6,8	–	–	6,5	250	0,5	0,8	–	3,2	2,3	1,2	22,5	78
	0,3	250	100	– 2	3,8	6,5	0,77	12,5	300	3	1,7	1	6,1	8,8	0,006		
6И4П	0,45	100	–	(110)	9	–	–	20	550	3	1,5	–	3	1,7	1,8	22,5	50,5

Примечания: 1. Для лампы 6А2П приведены значения $I_а$ в режиме самовозбуждения ее гетеродинной части при $R_{c1} = 22$ кОм и для 1А2П при $R_{c1} = 51$ кОм. 2. Указанные значения I_{c2+4} и $P_{c2+4max}$ относятся к соединенным вместе второй и четвертой сеткам. 3. Для лампы 6И1П в верхней строчке указаны параметры триодной части, в нижней – гептодной. 4. Входной сигнал подается на третью сетку ламп 1А2П, 6А2П и на первую сетку гептодной части лампы 6И1П.

Таблица 12.61. **Электронно-световые индикаторы**

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов									Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров					Размеры, мм, не более	
	$U_н$, В	$I_н$, А	$U_а$, В	$U^*_{кр}$, В	U_c, В	$I_а$, мА	$I^*_{кр}$, мА	S, мА/В	μ	$U_{а\,max}$, В	$U_{кр\,max}$, В	$U_{кр\,min}$, В	R_c, МОм, не более	$P_{а\,max}$, Вт	D	h
6Е1П	6,3	0,3	100	250	–2	2	4	0,5	24	250	250	150	3	0,2	22,5	72,5
6Е2П	6,3	0,58	150	250	–4	1,55	2,5	1,4	30	250	250	150	0,5	0,4	22,5	72
6Е3П	6,3	0,23	250	250	0	0,35	–	–	–	300	300	–	3	0,5	22,5	72

*) $U_{кр}$, $I_{кр}$ – напряжение и ток кратера.

приводит к преждевременному выходу из строя ламп с катодами прямого накала. При напряжении накала на 10...15% ниже номинального уменьшаются токи электродов и крутизна характеристики, повышается интенсивность отравления катода остаточными газами.

Во избежание пробоя и короткого замыкания катода с подогревателем напряжение между ними должно быть мало. Не рекомендуется последовательное соединение подогревателей (нитей накала) ламп, так как это может привести к их перегреву, к короткому замыканию между катодом и подогревателем и к ухудшению параметров ламп.

Сопротивление резистора в цепи управляющей сетки не должно превышать указанного в таблице максимально допустимого значения R_c для данного типа лампы. При использовании ламп с большой крутизной необходимо применять автоматическое смещение. Превышение $U_{а\,max}$ может привести к междуэлектродному пробою, разрушению оксидного слоя катода, а превышение максимально допустимых мощностей – к ухудшению вакуума и уменьшению эффективности катода.

Особенно опасны сочетания следующих режимов:

максимальное напряжение накала при малом токе катода или при наибольшем напряжении между катодом и подогревателем;

пониженное напряжение накала с большим током катода;

максимально допустимая мощность, выделяемая на электродах, с большим сопротивлением в цепи управляющей сетки;

наибольшая температура баллона при наибольших напряжениях на электродах и малом токе катода;

наибольшая температура баллона с наибольшими мощностями, выделяемыми на электродах, и большим сопротивлением резистора в цепи управляющей сетки.

Приемно-усилительные и генераторные лампы малой и средней мощности устойчиво работают при температуре окружающей среды –60...70°С и повышенной относительной влаж-

ности окружающего воздуха до 38% при 20°С. Для ламп, требующих применения ламповых панелей, вертикальное положение следует предпочитать любому другому. Между местом пайки выводов сверхминиатюрных ламп и их баллоном нужно обеспечить теплоотвод, зажимая вывод плоскогубцами. Изгиб выводов разрешается делать не ближе 5 мм от стекла баллона. При пайке не следует пользоваться кислотосодержащими флюсами; лучшим флюсом является спиртовой раствор канифоли.

12.6. КИНЕСКОПЫ

Параметры кинескопов и их цоколевка

Условное обозначение кинескопа состоит из букв ЛК и цифр. Число в начале обозначения указывает диаметр или размер диагонали экрана кинескопа в сантиметрах, а буква в конце обозначения – характер свечения его экрана; Б – кинескоп с белым свечением, Ц – кинескоп для приемника цветного телевидения.

В табл. 12.62 $U_а$ – постоянное напряжение на

Таблица 12.62. **Кинескопы**

Тип	Значения параметров номинальных электрических режимов *						Максимально допустимые эксплуатационные значения параметров				Диаметр горловины, мм, не более	Размеры, мм, не более ***
	$I_н$, А	$U_а$, кВ	$U_ф$, В	$U_у$, В	$U^{**}_{м.зап}$, В	$U_м$, В	$U_{а\,max}$, кВ	$U_{ф\,max}$, В	$U_{у\,max}$, В	$I_{л\,max}$, мкА		
3ЛК2Б	0,3	6	0...30	300	5...25	7	7	500	450	–	13	130 × 90
4ЛК2Б	0,25	3	–	–	10...30	7	3,2	–	–	7	13	32 × 25 × 118
6ЛК1Б		25	–	–	95...35	55	27,5	–	–	200	21	65 × 97 × 262
6ЛК3Б	0,27	6	0...350	300	6...12	5	7	400	400	–	9,2	52 × 41 × 118
11ЛК1Б	0,3	9	0...500	300	15...35	15	11	600	400	50	13	92 × 65 × 175
16ЛК1Б	0,3	9	0...450	300	10...40	15	11	600	400	60	13	135 × 112 × 190
23ЛК9Б	0,065	9	0...250	300	25 ± 10	15	11	500	350	–	21	199 × 157 × 185
23ЛК13Б	0,065	11	0...300	100	45	25	13	500	140	150	21	207 × 167 × 210
25ЛК2Ц	0,2	15	3500	400	35...70	17,6		3000	550	–	54	234 × 172 × 240
31ЛК3Б	0,065	11	0...350	250	30...60	35	13	500	350	300	20,5	290 × 229 × 223
31ЛК4Б	0,065	11	0...350	250	30...60	35	13	500	350	300	20,5	290 × 229 × 273
32ЛК1Ц	0,31	17,5	2500	400	50...100	50	20	5500	650	–	65	302 × 221 × 301
35ЛК6Б	0,6	12	–100...425	300	30...90	25	15	1000	500	–	38	325 × 260 × 395
40ЛК3Б	0,3	12	0...400	400	20...70	27	14	700	500	150	28,6	358 × 289 × 345
40ЛК5Б	0,06	14	0...400	400	30...60	27	16	–	500	300	20,5	354 × 285 × 285
40ЛК6Б	0,3	12	–100...425	300	30...90	25	15	100	500	150	30,5	343 × 279 × 375
40ЛК7Б	0,3	16	0...400	400	40...77	–	18	1000	700	–	29,7	359 × 284 × 290
40ЛК11Б	0,32	16	–50...400	400	20...70	30	20	–	500	180	29,6	354 × 285 × 310
43ЛК12Б	0,6	14	–100...425	300	30...90	25	16	1000	500	150	36,5	391 × 312 × 297
44ЛК1Б	0,3	18	0...400	400	40...77	40	22	1000	700	300	29,5	381 × 306 × 297
44ЛК2Б	0,7	13	0...350	250	35...70	40	14	500	350	300	20,5	381 × 306 × 279
47ЛК2Б	0,3	16	0...400	400	30...80	32	20	1000	550	300	28,6	362 × 442 × 302
50ЛК1Б	0,3	16	0...400	400	30...80	32	20	1100	550	350	28,6	442 × 358 × 320
50ЛК2Б	0,3	16	0...400	400	40...77	36	20	1000	700	350	28,6	442 × 358 × 320
51ЛК1Ц	0,9	25	4650	400	65...135	–	27	6000	600	850	30,5	360 × 460 × 423
59ЛК2Б	0,3	16	0...400	400	30...80	44	20	1100	550	350	28,6	546 × 437 × 362
59ЛК3Б	0,3	16	0...400	400	30...80	44	18	1100	550	350	28,6	546 × 437 × 362
59ЛК3Ц	0,9	25	5000	400	100...190	–	18	6000	1000	–	36,5	546 × 428 × 501
61ЛК1Б	0,3	16	0...400	400	40...77	44	20	1000	700	350	27,6	496 × 422 × 362
61ЛК2Б	0,3	18	0...400	400	40...77	44	20	1000	700	350	28,6	525 × 419 × 370
61ЛК3Б	0,3	18	0...400	400	40...77	44	20	1000	700	350	28,6	525 × 422 × 370
61ЛК3Ц	0,9	20	3000	200	110...190	75	27,5	6000	1000	1000	38	535 × 419 × 529
61ЛК4Ц	0,72	25	5100	400	100...190	75	27,5	6000	1000	1000	38	546 × 419 × 519
61ЛТ5Ц	0,7	25	7000	400	75...145	–	27,5	12000	1500	1300	29,1	334 × 434 × 423
65ЛК1Б	0,3	20	0...400	400	40...90	5	23	1100	550	300	28,6	585 × 416 × 382
67ЛК1Б	0,3	15	0...400	400	40...90	55	23	1100	550	350	28,6	550 × 464 × 389

*) Номинальное напряжение накала кинескопов 6ЛК1Б, 11ЛК1Б – 1,25 В; кинескопа 23ЛК9Б – 12 В и остальных 6,3 В.
**) Отрицательные значения напряжений.
***) Для кинескопов с прямоугольным экраном три числа выражают ширину, высоту и длину соответственно, для кинескопов с круглым экраном первое число – диаметр, второе – длина.

Таблица 12.63. **Параметры экранов и цоколевка кинескопов**

Тип	Размер растра, мм	Разрешающая способность линий	Яркость *, кд/м² (при токе луча, мкА, не более)	Угол отклонения луча, град	Тип цоколя	Порядок соединения электродов со штырьками													
						1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
3ЛК2Б		400	100	55	РШ21а	у	ф	к	м	н	н	м	х	х	х	х	х	х	х
4ЛК2Б	19 × 26	300	40	55	РШ21а	у	–	–	м	к	к	м	х	х	х	х	х	х	х
6ЛК1Б	36 × 48	550	4000 (150)	70		–	и	н	к	м	н	х	х	х	х	х	х	х	х
6ЛК3Б	44,5 × 33,5	400	40	55	РШ21а	у	ф	к	м	н	н	м	х	х	х	х	х	х	х
11ЛК1Б	67 × 84	600	260 (40)	55	РШ4	у	ф	к	м	н	н	м	х	х	х	х	х	х	х
16ЛК1Б	98 × 116	600	100	70	РШ4	у	ф	к	м	н	н	м	–	–	–	–	–	–	–
23ЛК9Б	135 × 180	600	150 (21)	90	РШ4	к	у	н	м	у	ф	х	х	х	х	х	х	х	х
23ЛК13Б	217 × 288	600	225 (100)	90	РШ2	м	к	н	н	м	у	ф	х	х	х	х	х	х	х
25ЛК2Ц	185 × 138	300	180	90	РШ21а	ф	–	к	–	н	м	х	у	н	к	–	–	х	х
31ЛК3Б	250 × 320	600	160 (180)	110	РШ20	м	к	н	н	м	у	х	х	х	х	х	х	х	х
31ЛК4Б	257 × 195	600	160	90	РШ21а	м	к	н	н	м	у	ф	х	х	х	х	х	х	х
32ЛК1Ц-1	244 × 182	300	150	90	РШ30а	ф	–	к	м	у	н	н	к	м	у	у	к	м	–
35ЛК6Б	288 × 217	600	100	90	РШ5-1	н	м	–	ф	–	у	к	н	х	х	х	х	х	х
40ЛК3Б	320 × 250	600	100	90	РШ45	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
40ЛК5Б	320 × 250	600	120	70	РШ45	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
40ЛК6Б	270 × 360	600	120 (150)	70	РШ45	н	м	у	ф	х	м	н	х	х	х	х	х	х	х
40ЛК7Б	320 × 250	600	170 (110)	110	РШ45	н	м	у	ф	–	–	к	н	х	х	х	х	х	х
40ЛК11Б	300 × 225	1200	120	110	РШ45	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
43ЛК12Б	360 × 270	600	40	110	РШ5-1	н	м	–	ф	–	у	к	х	х	х	х	х	х	х
44ЛК1Б	346 × 270	600	170	110	РШ45-1	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
44ЛК2Б	346 × 270	600	150	110	РШ20а	м	к	н	н	м	у	ф	х	х	х	х	х	х	х
47ЛК2Б	305 × 385	600	100 (180)	110	РШ45	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
50ЛК1Б	385 × 470	600	140 (350)	110	РШ45	н	м	у	ф	х	м	к	н	х	х	х	х	х	х
50ЛК2Б	393 × 308	600	170	110	РШ45	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
51ЛК1Ц	303 × 404	400	110	90	РШ30а	ф	х	к	B	х	х	н	н	кR	м	уB	х	KG	х
59ЛК2Б	385 × 470	600	120 (350)	110	РШ45	н	м	у	ф	х	м	к	н	х	х	х	х	х	х
59ЛК3Б	385 × 489	600	120	110	РШ45	н	м	у	ф	х	м	к	н	х	х	х	х	х	х
59ЛК3Ц	380 × 480	600	90 (1000)	90	РШ10	н	к(R)	м(R)	у(R)	у(G)	к(G)	м(G)	х	ф	х	к(B)	м(B)	у(B)	н
61ЛК1Б	375 × 480	600	150 (350)	110	РШ45	н	м	у	ф	х	м	к	н	х	х	х	х	х	х
61ЛК2Б	481 × 375	1000	150	110	РШ45	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
61ЛК3Б	481 × 375	600	165	110	РШ45	н	м	у	ф	–	м	к	н	х	х	х	х	х	х
61ЛК3Ц	482 × 362	600	110 (5000)	90	РШ31Б	н	к(R)	м(R)	у(R)	у(G)	к(G)	м(G)	х	ф	х	к(B)	м(B)	у(B)	н
61ЛК4Ц	429 × 362	600	160	90	РШ31б	н	к(R)	м(R)	у(R)	у(G)	к(G)	м(G)		ф		к(B)	м (B)	у(B)	н
65ЛК1Б	416 × 530	600	200 (450)	110	РШ45	н	м	у	ф	х	м	к	н	х	х	х	х	х	х
67ЛК1Б	402 × 535	600	200 (450)	110	РШ45	н	м	у	ф	х	м	к	н	х	х	х	х	х	х

*) В центре экрана.

аноде (на аквадаге); $U_у$, $U_ф$ – постоянные напряжения на ускоряющем и фокусирующем электродах относительно катода; $U_{м.зап}$ – запирающее напряжение на модуляторе (отрицательное напряжение, при котором прекращается свечение экрана); $U_м$ – модулирующее напряжение; $I_{л\,max}$ – максимально допустимый ток луча.

В табл. 12.63 приведены параметры экранов и цоколевка кинескопов.

Размер растра – часть экрана, на которой изображение получается без видимых искажений.

Разрешающая способность линий выражается максимальным количеством различимых глазом строк, укладывающихся на нормальной высоте кадра.

Яркость – сила света, испускаемого 1 м² экрана в направлении, перпендикулярном его поверхности, кд/м².

Приняты следующие условные обозначения выводов электродов кинескопов: к – катод; м – модулятор; н – подогреватель; у – ускоряющий электрод электронного прожектора; ф – фокусирующий электрод; х – штырек отсутствует; «–» – свободный штырек.

Электродам электронных прожекторов цветного кинескопа присвоены дополнительные индексы: G – зеленый, B – синий, R – красный (схемы расположения штырьков кинескопа приведены на рис. 12.12, 12.13).

Эксплуатация кинескопов

При эксплуатации кинескопов нельзя превышать максимально допустимые напряжения питания. Повышенное напряжение накала сокращает долговечность подогревателя и катода. При повышенном напряжении ускоряющего электрода уменьшается рабочая поверхность катода, увеличивается удельная эмиссия, усиливается бомбардировка поверхности катода положительными ионами остаточных газов, сокращается срок службы кинескопа.

При значительном повышении напряжений на электродах возникает паразитная эмиссия, вызывающая свечение экрана, возможен пробой между электродами.

При перекале катода и повышенном напряжении ускоряющего электрода люминофор разрушается под действием бомбардировки его отрицательными ионами (быстрее появляется ионное пятно). Недопустимы даже кратковременные импульсы напряжений, превышающие макси-

мально допустимые значения, так как это может привести к разрушению покрытия катода, подогревателя или вывода катода, а также к ухудшению вакуума.

При недокале кинескопа и большом катодном токе возможны местные перегревы участков катода, приводящие к потере эмиссии. При понижении напряжения ускоряющего электрода облегчается режим работы выходной лампы строчной развертки, но значительно снижается яркость экрана. Поэтому для обеспечения достаточной яркости приходится увеличивать ток луча, что резко сокращает срок службы кинескопа. Напряжение между катодом и подогревателем с полярностью «минус» на катоде не должно превышать 125 В; обратная полярность недопустима.

Нельзя подавать на модулятор трубки положительные по отношению к катоду напряжения, так как при этом увеличивается ток утечки и уменьшается электрическая прочность промежутка катод – подогреватель.

12.7. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ПРИБОРЫ

Стабилитроны

Стабилитроны тлеющего разряда применяют для стабилизации напряжения на нагрузке, в качестве элементов связи УПТ, для повышения коэффициента усиления, в релаксационных генераторах, в реле времени и генераторах шумового напряжения.

Стабилитроны коронного разряда используют в устройствах стабилизации напряжения при малом потреблении тока, например для стабилизации напряжений питания электронно-лучевых трубок, фотоэлектронных умножителей и т. д.

Маркировка стабилитронов состоит из трех элементов: первый – буквы СГ (стабилитрон газовый); второй – число, указывающее порядковый номер прибора; третий – буква, характеризующая конструктивное оформление лампы.

Порядок соединения электродов стабилитронов со штырьками приведен в табл. 12.64, а схемы расположения штырьков показаны на рис. 12.12, 12.14.

Таблица 12.64. **Порядок соединения электродов стабилитронов со штырьками**

Тип	Схема расположения штырьков	Порядок соединения электродов со штырьками							
		1	2	3	4	5	6	7	8
СГ5Б	Без цоколя	к	а	к	х	х	х	х	х
СГ13П	РШ4 (рис. 12.12)	а	к	–	к	а	–	к	х
СГ15П-2	РШ4 (рис. 12.12)	а	к	–	к	а	–	к	х
СГ16П	»	а	к	–	к	а	–	к	х
СГ20Г	Без цоколя	к	а	к	х	х	х	х	х
СГ202Б	»	к	а	к	х	х	х	х	х
СГ203К	Рис. 12.14	а	к	х	х	х	х	х	х
СГ204К	»	а	к	к	х	х	х	х	х
СГ205Б	Без цоколя	а	к	к	х	х	х	х	х
СГ206А	»	а	к	х	х	х	х	х	х
СГ301С-1	Рис. 12.14	к	а	к	х	х	х	х	х
СГ302С-1	»	к	а	к	х	х	х	х	х
СГ303С-1	»	к	а	к	х	х	х	х	х
СГ312А	»	а	к	х	х	х	х	х	х

Основные параметры стабилитронов даны в табл. 12.65.

Напряжение возникновения разряда $U_{в.разр}$ – минимальное напряжение между электродами, достаточное для начала электрического разряда в приборе. Оно несколько превышает напряжение стабилизации и определяет минимальное напряжение источника питания в устройстве.

Напряжение стабилизации $U_{ст}$ – напряжение между анодом и катодом в диапазоне рабочих токов (напряжение, поддерживаемое стабилитроном).

Изменение напряжения стабилизации при изменении тока в рабочем диапазоне $\Delta U_{ст}$ – разность между наибольшим и наименьшим напряжениями стабилизации при изменении тока через стабилитрон от $I_{ст\,min}$ до $I_{ст\,max}$.

Максимальное и минимальное значения тока стабилизации (тока через стабилитрон) $I_{ст\,max}$, $I_{ст\,min}$ – значения тока, между которыми эффективность работы стабилитрона достаточна.

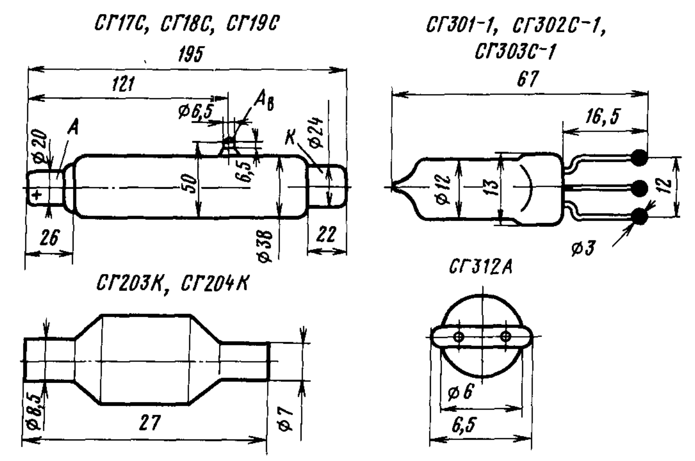


Рис. 12.14

Таблица 12.65. **Стабилитроны**

Тип	$U_{в.разр}$, В	$U_{ст}$, В	$I_{ст\,min}$, мА	$I_{ст\,max}$, мА	$\Delta U_{ст}$, В	Размеры, мм, не более	
						D	h
Стабилитроны тлеющего разряда							
СГ5Б	180	141...157	5	10	4	10,2	36
СГ13П	175	143...155	5	30	3,5	19	65
СГ15П-2	150	104...112	5	30	3	19	65
СГ16П	150	80...86	5	30	3	19	65
СГ20Г	135	85...91	4	15	2,5	12	85
СГ201С	150	86...92	4	15	2,5	33	64
СГ202Б	135	81...86	1,5	5	4,5	10	40
СГ203К	150	79...86	1	10	2	10	27
СГ204К	220	160...168,5	1	15	4	19	30
СГ205Б	135	81...84	9	11	0,5	10,2	85
Стабилитроны коронного разряда							
СГ206А	270	165...140	0,5	1,5	20	7,2	37
СГ301С-1	430	380...400	0,003	0,1	14	13	67
СГ302С-1	970	880...920	0,003	0,1	30	13	67
СГ303С-1	1320	1220...1280	0,01	0,1	30	13	67
СГ312А	430	380...400	0,003	0,05	7	6,5	65

Эксплуатация стабилитронов

Для надежного возникновения разряда необходимо, чтобы напряжение источника питания составляло (1,2...1,3) $U_{в.разр}$.

На электроды стабилитрона нельзя подавать переменное напряжение или напряжение обратной полярности (на анод – «минус»). Ток через стабилитрон должен быть в пределах указанного в таблице рабочего диапазона токов, причем рабочую точку желательно выбирать в середине этого диапазона.

Не следует включать стабилитроны параллельно, так как из-за разброса их параметров разряд может возникать только у одного стабилитрона и его ток может превысить максимально допустимое значение.

Не рекомендуется включать конденсатор емкостью более 0,1 мкФ между анодом и катодом стабилитрона тлеющего разряда, так как это может привести к релаксационным колебаниям.

Чтобы предотвратить переход коронного разряда в тлеющий, следует включать между анодом и катодом стабилитрона коронного разряда конденсатор емкостью не менее 0,1 мкФ.

Тиратроны тлеющего разряда

Тиратроны тлеющего разряда (ТТР) имеют накаленный катод, анод и одну или несколько сеток для управления моментом возникновения разряда. Они используются в устройствах автоматики и телемеханики, в счетно-решающих устройствах, измерительной и другой аппаратуре.

Обозначение тиратрона тлеющего разряда состоит из трех элементов: первый элемент – буквы ТХ (тиратрон с холодным катодом); второй элемент – цифра, обозначающая порядковый номер прибора; третий элемент – буква в конце обозначения, определяющая конструкцию баллона (табл. 12.66).

Тиратроны тлеющего разряда могут находиться в двух устойчивых состояниях: непроводящем и проводящем, и в двух переходных. В непроводящем состоянии (ТТР закрыт) анодный ток отсутствует и существует разряд между катодом и сеткой подготовительного разряда (исключение составляют выпрямительный и электрометрический тиратроны, работающие без под-

Таблица 12.66. **Порядок соединения электродов тиратронов тлеющего разряда со штырьками**

Тип	Порядок соединений электродов со штырьками ***							
	1	2	3	4	5	6	7	8
ТХ2 *	–	к	–	п	–	к	к	х
ТХ3Б	а	с2	с1	к	х	х	х	х
ТХ4Б	а	с2	с1	к	х	х	х	х
ТХ5Б	а	с	к	х	х	х	х	х
ТХ6Г	а2	с1	с3	–	к	с4	с2	а1
ТХ8Г	а	с3	к	–	с1	с2	х	х
ТХ11 **	а	–	с2	к	х	х	х	х
ТХ12Г	а	с1	с0	к	с3	с2	х	х
ТХ16Г	а	с2	пк	с1	к	х	х	х
ТХ17А	а	с1	пк	с2	к	х	х	х
ТХ18А	а	с	к	х	х	х	х	х
ТХ19А	а	с	к	х	х	х	х	х
ТХИ2С	–	к	–	с2	–	с2	–	а
МТХ90	к	а	с	х	х	х	х	х

* Анод выведен к колпачку баллона.

** Управляющая сетка выведена к колпачку баллона.

*** Тиратрон ТХ2 имеет цоколь РШ4, тиратрон ТХИ2С – РШ5-1 (рис. 12.12). Остальные тиратроны бесцокольные.

готовительного разряда). В проводящем состоянии (ТТР открыт) через тиратрон протекает анодный ток.

По способу управления переходом от непроводящего состояния к проводящему ТТР разделяют на тиратроны с электростатическим и токовым управлением.

В ТТР с электростатическим управлением (ТХ3Б, ТХ6Г, ТХ8Г, ТХ12Г) для создания подготовительного разряда используется первая сетка. В ее цепи протекает ток, определяемый последовательно включенным резистором и облегчающий возникновение разряда в анодной цепи. На вторую сетку подаются положительное напряжение, недостаточное для возникновения разряда, и управляющий положительный импульс достаточной амплитуды и длительности для открывания тиратрона.

Тиратрон тлеющего разряда с токовым управлением открывается изменением сеточного тока: открывающий импульс подается на ту же сетку, которая служит для создания подготовительного разряда (тиратроны ТХ4Б в триодном включении, ТХ5Б, ТХ11Г, МТХ90). Эти тиратроны имеют высокую чувствительность к импульсным входным сигналам.

Основные параметры ТТР (табл. 12.67):

напряжение возникновения разряда (промежутка анод–катод) $U_{в.разр}$–напряжение анода, необходимое для возникновения тлеющего разряда;

напряжение возникновения подготовительного разряда $U_{с.к}$–напряжение сетки, необходимое для возникновения тлеющего разряда в промежутке сетка–катод;

время запаздывания возникновения подготовительного разряда $\tau_{зап}$–время с момента подачи установленного напряжения в цепь подготовительного разряда до возникновения тлеющего разряда в промежутке сетка–катод;

сеточный ток возникновения разряда $I_{подг}$–ток в цепи управляющей сетки, при котором возникает разряд между анодом и катодом (при заданном напряжении анода);

напряжение входного сигнала (импульс) $U_{вх\,min}$–амплитуда импульса, необходимого для возникновения тлеющего разряда в промежутке анод–катод (при установленном режиме включения прибора);

длительность входного импульса $\tau_{упр}$–время, необходимое для возникновения самостоятельного разряда в промежутке анод–катод;

время восстановления электрической прочности $t_{вос}$–минимальное время после прекращения тока анода, по истечении которого к тиратрону можно приложить анодное напряжение, не вызывающее возникновения разряда в приборе при отсутствии входных сигналов.

Проводящее состояние ТТР характеризуется падением напряжения между анодом и катодом при рабочем анодном токе $U_а$, падением напряжения между сеткой подготовительного разряда и катодом $U_{с.к}$; наибольшим значением анодного $I_{a\,max}$ и среднего анодного $I_{a\,ср}$ токов.

Эксплуатация ТТР. Рекомендуется следующий порядок подачи напряжений питания: сначала следует подать напряжения на управляющие сетки, затем на сетку подготовительного разряда, а после этого анодное напряжение. Гашение разряда в ТТР можно осуществить, снижая рабочее напряжение между его анодом и катодом ниже напряжения $U_а$. Во избежание случайных зажиганий ТТР нельзя даже кратковременно отключать источник напряжения смещения от управляющей сетки и понижать это напряжение смещения ниже значения $U_{с.к}$, указанного в табл. 12.67.

Если ТТР с электростатическим управлением управляется импульсами через RC-цепочку, емкость ее конденсатора должна быть настолько

Таблица 12.67. **Тиратроны тлеющего разряда**

Тип	$U_{в.разр}$, В	$U_а$, В	$U_{с.к}$, В	$\tau_{зап}$, с	$U_{вх\,min}$, В	$\tau_{упр}$, мкс	$I_{подг}$, мкА	$t_{вос}$, мкс	$I_{a\,max}$, мА	$I_{a\,ср}$, мА	$U_{a\,max}$, В	Размеры, мм, не более: D	h
МТХ90	120	65	85	–	25	10	3	800	4	2	200	12	42
ТХ2	425	125	–	–	–	–	–		100	12		19	51*
ТХ3Б	175	110	85	–	40	10	50	20...150	7	3,5	190	10,2	40*
ТХ4Б	180	120	90	1	10	10	10	10...100	7	3,5	225	10,2	40*
ТХ5Б	175	150	140	–	1,2	10	15	100...150	1,5	0,25	270	7,2	25*
ТХ6Г	285	140	130	10	120	10	50	80...100	2	1	300	13	50*
ТХ8Г	285	140	130	10	100	10	100	50...200	400	8	300	13	40*
ТХ11Г	200	125	–	7	35	–	–	–	10		230	13	60*
ТХ12Г	250	160	150	10	60	10	50	350	100	10	300	13	50
ТХ16Б	180	142	–	–	4,4	50	450	300	5	1	260	7,2	10*
ТХ17А	260	160	–	–	–0,5	–	600	200	5	1	260	8	46*
ТХ18А	175	62	82	–	10	–	5	400		0,5	2,25	7,7	38
ТХ19А **	280 (60)	150	145	–	2,5	100	40	800	5	1	265 (53)	8	16
ТХИ2С ***	180	140	150	–	–	200	–		200000	50	300	33	72

* Без выводов. Длина выводов 35...40 мм.

** Для ТХ19А в скобках дано напряжение на первом аноде: здесь $U_{с.к}$–напряжение между первой сеткой и подкатодом.

*** Даны импульсные характеристикн.

большой, чтобы амплитуда и длительность сигнала на выходе цепочки были достаточными для возникновения разряда в тиратроне и при этом длительность импульса должна быть настолько малой, чтобы к моменту окончания действия гасящего импульса напряжение на сетке ТТР успело восстановиться до значения, близкого к напряжению смещения.

Чтобы в процессе гашения в промежутке сетка – катод не возникли импульсы тока, способные привести к ложному зажиганию тиратрона, следует уменьшить емкость конденсатора в сеточной цепи либо включить последовательно с конденсатором резистор.

Во избежание релаксацнонных колебаний, наводок и помех следует уменьшать емкости и индуктивности монтажа. В частности, ограничительный резистор в цепи сетки подготовительного разряда следует подключать непосредственно к выводу сетки.

При кратковременном включении аппаратуры не рекомендуется снимать подготовительный разряд и отключать напряжения смещений управляющих сеток и цепи подготовительного разряда. С целью повышения надежности работы тиратронов после длительного перерыва в работе рекомендуется проводить в течение нескольких десятков секунд их тренировку в рабочем режиме.

Характерными признаками неисправности ТТР являются молочно-белый цвет газопоглотителя на стенках баллона и отсутствие свечения катода тиратрона при включенном напряжении подготовительного разряда.

Пайка выводов ТТР должна производиться на расстоянии не менее 5 мм от места соединения выводов с ножкой.

Индикаторы тлеющего разряда

Индикаторы тлеющего разряда применяют для преобразования электрического сигнала в световой, для визуального представления выходных данных устройств дискретного действия, в качестве указателей напряжения, в триггерных цепях, в устройствах запоминания, причем некоторые из них можно использовать и для работы с транзисторными каскадами (например, ИН-6). Индикаторы потребляют малые мощности, имеют малую инерционность, просты по конструкции. Яркость свечения, достаточная для целей индикации (десятки – сотни кд/м^2), достигается обычно при токах, не превышающих нескольких миллиампер, рабочее напряжение составляет несколько десятков вольт.

Простейший ионный индикатор – неоновая лампа (рис. 12.15) – состоит из баллона, наполненного неоном, с двумя впаянными в него электродами. Свечение прибора – оранжево-красное. Если между электродами лампы приложить напряжение, равное напряжению возникновения разряда $U_{в.разр}$, то произойдет разряд и в цепи скачком возникнет ток. Для ограничения тока через лампу последовательно с ней всегда включается ограничительный резистор R, не допускающий перехода тлеющего разряда в дуговой. Его сопротивление рассчитывают по формуле

$$R = (U_{и.п} - U_a)/I_{max},$$

где $U_{и.п}$ – напряжение источника питания; U_a – напряжение между электродами лампы; I_{max} – максимально допустимый ток через лампу.

Неоновые лампы обозначаются следующим образом. Первый элемент обозначения – две буквы: Т – тлеющего разряда, Н – неоновая. Первое число после букв соответствует наибольшему току в миллиамперах, последующая цифра (через дефис) – порядковому номеру разработки.

Встречаются ранее принятые обозначения: М – миниатюрная; ТМ – точечная модуляторная; ВМ – волномерная; И – индикаторная; В – для вольтоскопов; УВ – указатель высокого напряжения. Цифры соответствуют порядковому номеру разработки.

Работу неоновой лампы определяют параметры: $U_{в.разр}$ – напряжение возникновения разряда; $I_{раб}$ – рабочий ток (табл. 12.68).

Выпускаются индикаторные приборы, в которых представление светового сигнала осуществляется в знаковой форме в виде цифровых, буквенных или каких-либо других символов (табл. 12.69).

При эксплуатации знаковых индикаторов рабочий ток не должен выходить за пределы, указанные в справочнике. Для нормальной работы этих приборов необходимо создать начальную

Таблица 12.68. **Неоновые лампы**

Тип	$U_{в.разр}$, В, не более	$I_{раб}$, мА, не более	Размеры, мм, не более	
			D	h
ТН-0,95	80	1	15,5	44
ТН-30	82	30	56	94
ТН-30-3	82	30	56	94
ТН				
ТН-0,2-2	85	0,25	9,5	34,5
ТН-0,2-1	85	0,25	9,5	34,5
ТН-0,3-3	155	0,3	9,5	34,5
ТН-0,5	90	0,5	15,5	45
ТН-30-2М	105	30	56	94
ТН-0,8	110	0,8	6	32
ТН-0,9	200	0,9	15,5	45
ТН-0,25	120	0,25	9,5	34,5
ТН-1	140	1	13,7	26
ТН-0,15	150	0,15	3	20
ТН-0,3	150	0,3	9,5	34,5
ТН-20	150	20	56	94
ТН-0,31	170	0,3	9,5	34,5
ТН-0,9	200	0,9	15,5	45
ТМН-2	200	15	30,5	77
ТНУВ	550	–	10,2	72
МН-4	80	1,5	16	37
МН-3	65	1	15	44
МН-11	85	5	14,5	42
МН-7	87	2	15	40
МН-6	90	0,8	6,8	28
МН-15	235	0,45	9,5	38
ВМН-1	126	–	7	37
ВМН-2	160	2	10,2	51
ВН-1	–	–	4,5	44
ВН-2	–	–	4,5	44

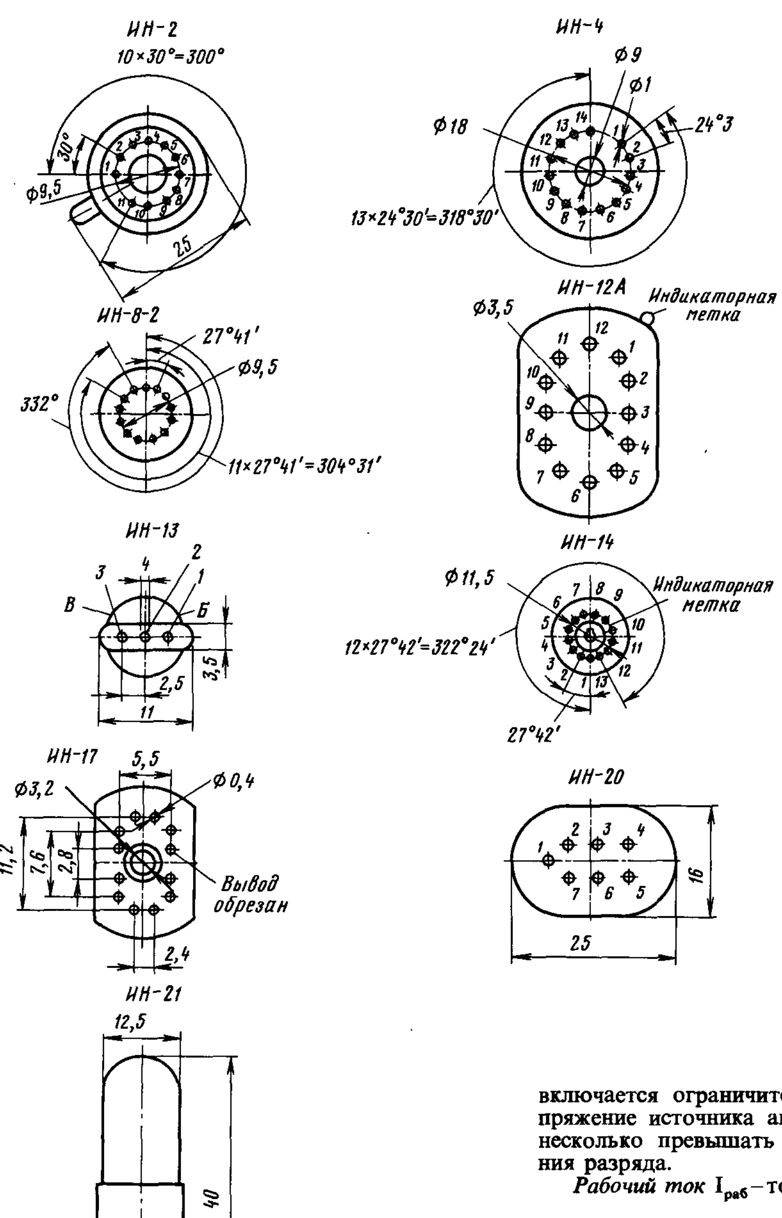


Рис. 12.15

ионизацию, снижающую время запаздывания возникновения разряда. Она обычно создается внешним освещением. В темноте время запаздывания доходит до 1 с. Параметры знаковых индикаторов приведены в табл. 12.70.

Напряжение возникновения разряда $U_{в.разр}$ – минимальное напряжение между анодом и катодом, при котором возникает тлеющий разряд. Поскольку в анодную цепь индикаторов всегда включается ограничительный резистор, то напряжение источника анодного питания должно несколько превышать напряжение возникновения разряда.

Рабочий ток $I_{раб}$ – ток в цепи анода прибора.

12.8. МИНИАТЮРНЫЕ ЛАМПЫ НАКАЛИВАНИЯ

Миниатюрные лампы накаливания применяют для освещения шкал электроизмерительных и радиотехнических приборов, сигнализации, в различных пультах управления, оптических устройствах и приборах и т. д. (рис. 12.16).

В табл. 12.71 приведены номинальные значения параметров (в первой графе в скобках указаны прежние обозначения ламп): напряжения $U_{ном}$; тока $I_{ном}$; мощности $P_{ном}$ и светового потока $Ф_{ном}$, т. е. такие значения параметров, при которых лампы должны нормально работать.

Таблица 12.69. **Порядок соединения электродов индикаторов тлеющего разряда с выводами**

Тип	Цоколь	Порядок соединения электродов с выводами													
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ИН-1	РШ19 (рис. 12.12)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	а	х	х	х
ИН-2	Рис. 12.15	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	а	х	х	х
ИН-3	Без цоколя	а	к	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х
ИН-3А	»	а–к	а–к	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х
ИН-4	Рис. 12.15	4	6	8	–	9	7	–	0	2	а2	3	5	а1	1
ИН-5А	РШ4 (рис. 12.12)		«А»	«Х»	а	«О»	–	«х»	х	х	х	х	х	х	х
ИН-5Б	»		«Б»		а	«О»	–	«у»	х	х	х	х	х	х	х
ИН-6	Без цоколя	а	ик	вк	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х
ИН-7	РШ31 (рис. 12.15)		а	–	«+»		«А»		–	«М»	–			«К»	«–»
ИН-7А	»	«М»	а	–	«+»		«%»	–	–		–	«–»	«К»	«П»	–
ИН-7Б	РШ31 (рис. 12.13)	–	а	–			–	–	–		–	–		–	–
ИН-8	РШ27 (рис. 12.13)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	а	х	х	х
ИН-8-2	Рис. 12.15	1	2	3	–	4	5	6	7	зпт	8	9	0	а	х
ИН-9	»	а	к	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х
ИН-12А	РШ31А (рис. 12.13)	а	0	9	8	7	6	5	4	3	2	1	х	х	х
ИН-12Б	»	а	0	9	8	7	6	5	4	3	2	1	зпт	х	х
ИН-13	Рис. 12.15	а	ик	вк	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х
ИН-14	»	а	зпт	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	зпт	х
ИН-15А	РШ31А (рис. 12.13)	а		«Р»	«–»	«+»		«М»	«К»	«П»	«%»		х	х	х
ИН-15Б	»	а			–		«Н»			–		«А»	х	х	х
ИН-16	Рис. 12.15	а	1	7	3	зпт	4	5	6	2	зпт	8	9	0	х
ИН-17	»	а	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	х	х	х
ИН-18	РШ31 (рис. 12.13)	7	8	9	а	0	1	а	2	3	–	4	5	а	6
ИН-19А	Без цоколя	а	–		–	«К»		«С»	«%»	«М»	«Р»	–		–	х
ИН-19Б	»	а	–	«Н»	–	«А»					«Т»	–			х
ИН-19В	»	а	–	«–»	–	«А/Б»	«П»	«%»		«+»	–		–	–	х
ИН-20	Рис. 12.15	э	ап	а3	а2	а1	а0	к	х	х	х	х	х	х	х
ИН-21	»														
ИНС-1	»	а	к	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х
ИВ-1	Без цоколя	к	–	–	–	–	–	с	к	–	–	–	–	тчк	–
ИН-26	Рис. 12.12	э	вк	а1	а0	а4	а3	а0	а2	вк	к	х	х	х	х

Примечание: вк – вспомогательный катод; ик – индикаторный катод; зпт – запятая; тчк – точка; ап – анод последний; э – экран; а0 – анод нулевой; а1 – первая группа анодов.

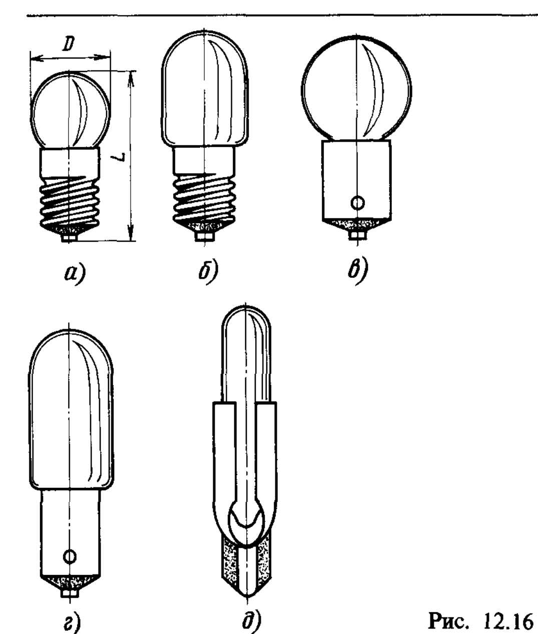


Рис. 12.16

Номинальная мощность $P_{ном}$ – количество электрической энергии, потребляемое лампой в единицу времени.

Номинальный световой поток $\Phi_{ном}$ – мощность светового излучения.

12.9. ЗНАКОСИНТЕЗИРУЮЩИЕ ВАКУУМНЫЕ НАКАЛИВАЕМЫЕ ИНДИКАТОРЫ

В знакосинтезирующих индикаторах информация, предназначенная для зрительного восприятия, отображается с помощью одного или нескольких дискретных элементов.

Вакуумный накаливаемый индикатор (рис. 12.17) представляет собой электровакуумный прибор с расположенными внутри него нитями накаливания (элементами излучения). Обозначение вакуумных накаливаемых индикаторов состоит из двух элементов: первый – буквы ИВ (индикатор вакуумный), второй – порядковый номер разработки (через дефис). Выпускаются знаковые и буквенно-цифровые накаливаемые индикаторы.

Таблица 12.70. **Знаковые индикаторы тлеющего разряда**

Тип	Индицируемые знаки	$U_{и.п}$, В	$U_{а\ разр}$, В	$I_{раб}$, мА	Размеры, мм, не более	
					h	D
ИН-1	0; 1; 2; . . . 9	200	200	2,5 . . . 3	66	30,5
ИН-2	0; 1; 2; . . . 9	200	200	1,5 . . . 2	35,5	17
ИН-3	–	200	85	0,2	27	7,3
ИН-3А	–	–	180	2	32	8
ИН-4	0; 1; 2; . . . 9	200	170	2,5 . . . 3	46	31
ИН-5А	X; x; a; 0;	200	200	1,5	35	19
ИН-5Б	B; 0; ; y	200	200	1,5	35	19
ИН-6	–	200	140	1	37	10
ИН-7	+; –; К; М					
ИН-7А	+; –; П; К; М; %	200	170	4	46	31
ИН-8	0; 1; 2; . . . 9	200	170	2,5 . . . 3,5	55	17
ИН-8-2	0; 1; 2; . . . 9 и запятая	200	170	0,3 . . . 3,5	55	17
ИН-9	Свечение	240	100		185	11
ИН-12А	0; 1; 2; . . . 9	200	170	2,5 . . . 3	35	31 × 21
ИН-12Б	0; 1; 2; . . . 9 и запятая	200	170	2,5 . . . 3	35	31 × 21
ИН-13	–	–	170	0,3 . . . 0,5	160	10
ИН-14	0; 1; 2; . . . 9 и две запятые	200	170	0,3 . . . 4,3	54,5	19
ИН-15А	–	200	170	2,5 . . . 3	25	21 × 31
ИН-15Б	–	200	170	0,3 . . . 0,5	28	21 × 31
ИН-16	0; 1; 2; . . . 9 и две запятые	–	170	2,5 . . . 3,5	41,5	12,5
ИН-17	0; 1; 2; . . . 9	200	170	1,5	20	14 × 22
ИН-18	0; 1; 2; . . . 9	200	170	6 . . . 8	75	30
ИН-19А	–	200	170	2,5	52	18
ИН-19Б	–	200	170	2,5	52	18
ИН-19В	–	200	170	2,5	52	18
ИН-20	–	400	400	1,5 . . . 2,4	190	16
ИН-21	–	110	110	0,5 . . . 1	40	12,5
ИНС-1	–	–	65 . . . 95	0,5 . . . 1	30	7,2
ИВ-1	Точка, тире		20 . . . 25	40 . . . 50	36	10,75
ИН-26	Светящийся столбик	380	360	1,5 . . . 3	209	20

Таблица 12.71. **Миниатюрные лампы иакаливании**

Тип	$U_{ном}$, В	$I_{ном}$ (I_{max}), А	$P_{ном}$ (P_{max}), Вт	$\Phi_{ном}$ (Φ_{min}), лм	Общий вид иа рис. 12.16	Размеры, мм, не более	
						D	h
			Общего применения				
МН 1-0,068 (Мн-1)	1	0,068 (0,075)	–	–	а	12	24
МН 1,25-0,25	1,25	0,25 (0,28)	–	0,6	а	12	24
МН 2,3-1,25 (Мн-25)	2,3	1,25 (1,35)	–	21 (16)	а	16	30
МН 2,5-0,068 (Мн-2)	2,5	0,068 (0,075)	–	–	а	12	24
МН 2,5-0,15 (Мн-3)	2,5	0,15 (0,16)	–	2,3 (1,6)	а	12	24
МН 2,5-0,29 (Мн-4)	2,5	0,29 (0,33)	–	4 (3)	а	16	30
МН 2,5-0,4 (Мн-5)	2,5	0,40 (0,45)	–	9 (7,5)	а	12	24
МН 2,5-0,54 (Мн-7)	2,5	0,54 (0,60)	–	7,05 (5,3)	а	16	30
МН 2,5-0,72 (Мн-11)	2,5	0,72 (0,80)	–	12 (10)	а	16	30
МН 3-0,14 (Мн-12)	3	0,14 (0,16)	–	3,7 (3)	а	12	24
МН 3,5-0,14 (Мн-30)	3,5	0,15 (0,16)	–	3,7 (3)	а	12	24
МН 3,5-0,26 (Мн-13)	3,5	0,26 (0,28)	–	7,5 (6,2)	а	12	24
МН 6,3-0,3	6,3	0,3 (0,34)	–	8,5 (6,5)	а	12	24
МН 6,5-0,34 (А-58)	6,5	0,34 (0,37)	–	17,6 (14)	а	12	24
МН 13,5-0,16	13,5	0,16 (0,18)	–	(12)	а	12	24
МН 18-0,1 (Мн-23)	18	0,1 (0,12)	–	12 (8)	б	11	31
МН 18-0,1 (Мн-23)	18	0,1 (0,12)	–	12 (8)	б	11	31
МН 26-0,12-1	26	0,12 (0,15)	–	(10)	а	12	24
ММ-32	6	–	3 (3,3)	21,5 (8)	в	16	29
ММ-31	6	–	6 (6,6)	60 (51)	в	20	33

Окончание табл. 12.71

Тип	$U_{ном}$, В	$I_{ном}$ (I_{max}), А	$P_{ном}$ (P_{max}), Вт	$\Phi_{ном}$ (Φ_{min}), лм	Общий вид на рис. 12.16	Размеры, мм, не более	
						D	h
Автомобильные							
А6-1 *	7,5	–	1,8 (2)	12,6 (10)	в	12	24
А6-2 *	7	–	3,5 (3,9)	25,1 (21)	в	15	29
А12-1 *	14,5	–	2,1 (2,4)	12,6 (10)	в	12	24
А12-1,5 *	14,5	–	3,1 (3,6)	18,9 (15)	в	15	29
А24-1 *	28	–	2,5 (2,8)	12,6 (10)	г	11	30
Коммутаторные *							
КМ 6-60 (КМ1)	6	0,6 (0,65)	–	0,4 (0,35)	д	7,5	46
КМ 12-90 (КМ2)	12	0,09 (0,095)	–	0,55 (0,5)	д	7,5	46
КМ 24-35 (КМ24-П)	24	0,035 (0,04)	–	0,9 (0,85)	д	7,5	46
КМ 24-90 (КМ3)	24	0,09 (0,095)	–	1,75 (1,5)	д	7,5	46
КМ 48-50 (КМ4)	48	0,05 (0,06)	–	2,9 (2,5)	д	7,5	46
КМ 60-55 (КМ5)	60	0,055 (0,06)	–	5,7 (5,1)	д	7,5	46

* Второе число в обозначении лампы указывает коммутаторный ток, потребляемый ею.

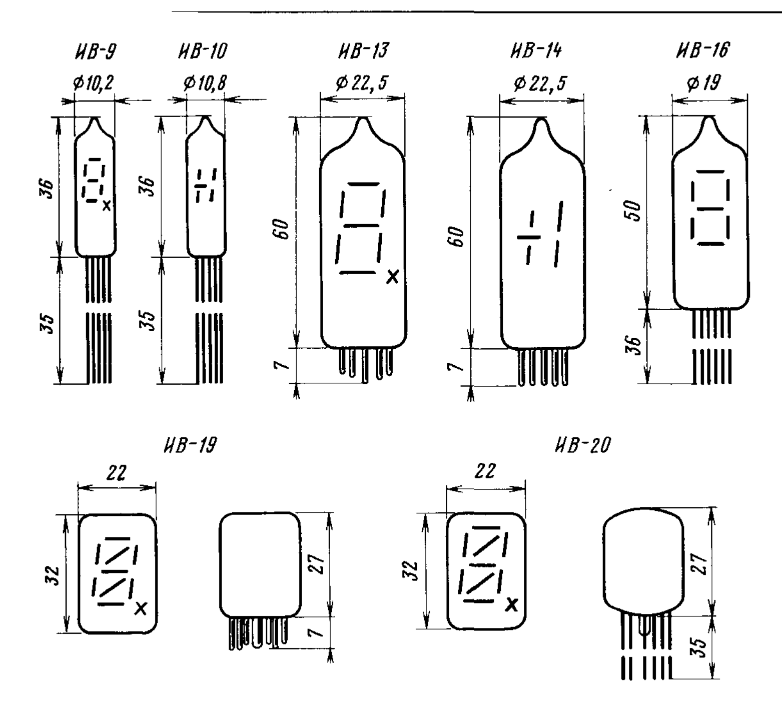


Рис. 12.17

Семисегментные буквенно-цифровые индикаторы ИВ-9, ИВ-13, ИВ-19 и ИВ-20 позволяют высветить кроме цифр от 0 до 9 буквы А, Б, Г, Е, З, О, П, Р, С, У, Ч и децимальную точку. Четырехсегментные знаковые индикаторы ИВ-10 и ИВ-14 позволяет высветить знаки «+» ,«–» и цифру 1. Применяя попарно индикаторы ИВ-9 и ИВ-10 (или ИВ-13 и ИВ-14), можно отображать информацию, требующую расположения перед числом знаков «+» или «–». Десятисегментные индикаторы ИВ-19 и ИВ-20 позволяют высвечивать наибольшее число отображаемых знаков, в том числе некоторые буквы латинского алфавита.

Вакуумные накаливаемые индикаторы обладают самой высокой яркостью из всех приборов для отображения информации, что позволяет использовать их при любой внешней освещенности, вплоть до прямого солнечного света.

Достоинства знаковых накаливаемых индикаторов: высококонтрастные, свободные от индукционных, радиационных и других помех изображения цифр и знаков с изменяющейся в широких пределах яркостью (от нескольких сотен до де-

сятков тысяч кд/м²), малое напряжение накала (3,15 ... 7 В), широкий угол обзора (не менее 120°), большая долговечность (до десятков тысяч часов) при нормальной, пониженной или повышенной температуре, при неизменной яркости свечения. Недостатки этих индикаторов: большой ток потребления, выделение теплоты при работе, возникающие блики от круглого стеклянного баллона.

Основные характеристики, параметры и режимы работы вакуумных накаливаемых индикаторов (табл. 12.72):

яркость свечения – среднее по площади значение яркости всех элементов отображения информации индикатора;

угол обзора – максимальный угол между нормалью к центру информационного поля индикатора и направлением от этого центра к глазу оператора, при котором обеспечивается безошибочное восприятие отображенной информации при заданных значениях яркости, внешней освещенности и расстоянии наблюдения;

контраст – отношение разности яркости изображения и яркости фона объекта к яркости изображения;

напряжение накала сегмента (действующее значение переменного или постоянного) $U_н$;

амплитудное значение импульсного напряжения накала сегмента $U_{н.и}$;

ток накала $I_н$;

число переключений n;

время готовности τ – интервал времени от момента включения цепи подачи на индикатор напряжения питания до момента, когда контраст индикатора достигнет заданного значения.

Порядок соединения электродов с выводами приведен в табл. 12.73.

Приняты следующие условные обозначения: O – общий электрод; – свободный вывод; x – вывод отсутствует; A, B, C, Д, E, F, G, H, И, K – наименование сегментов.

12.10. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковый диод – полупроводниковый прибор с одним p-n-переходом и двумя выводами. Габаритные и присоединительные размеры полупроводниковых диодов, приведенных в справочнике, даны на рис. 12.18. Буквенные обозначения параметров даны в соответствии с ГОСТ 25529–82 «Диоды полупроводниковые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров».

Таблица 12.72. **Вакуумные накаливаемые индикаторы**

Тип	Размер знака, мм	Яркость, кд/м²	Контраст, %, не менее	Угол обзора, град	$U_{н.и}$, В	$U_н$, В	$I_н$, мА	n	τ, с, не более	Размеры, мм, не более	
										D	h
ИВ-9	15,5×6	1700...3000	60	120	3,15...4,5	300	16...23	10^6	0,25	10,2	36*
ИВ-10	12×5,8	1700...3000	60	120	3,15...4,5	300	16...23	10^6	0,25	10,8	36*
ИВ-13	15,4×12	2400...4000	60	120	3,6...4,5	300	17...25	10^6	0,25	22,5	60
ИВ-14	22×12,5	7000...10 000	60	120	6,3...7	300	17...25	10^6	0,25	22,5	60
ИВ-16	12×12	1700...3000	60	120	3,15...4,5	300	16...23	10^8	0,25	19	50*
ИВ-19	17×19	7000...10 000	60	120	6,3...7	300	32...40	10^8	0,25	22	32
ИВ-20	17×19	7000...10 000	60	120	6,3...7	300	32...40	10^8	0,25	22	32*

* Без выводов. Длина выводов 35...40 мм.

Таблица 12.73. **Порядок соединения электродов с выводами вакуумных накаливаемых индикаторов**

Тип индикатора	Порядок соединения электродов с выводами													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ИВ-9	0	H	–	B	C	–	A	F	G	–	D	E	–	–
ИВ-9	»	H	–	B	C	–	A	F	G	–	D	E	x	x
ИВ-10	»	–	–	C	B	И	–	K	–	x	x	x	x	x
ИВ-13	»	H	C	B	A	F	A	E	G	x	x	x	x	x
ИВ-14	»	–	C	B	И	G	–	–	–	x	x	x	x	x
ИВ-16	»	–	–	B	C	–	A	F	G	–	D	E	x	x
ИВ-16	»	–	–	B	C	–	A	F	G	–	D	E	–	–
ИВ-19	C	H	G	И	B	0	A	F	E	D	K	x	x	x
ИВ-20	C	H	G	И	B	0	A	F	E	D	K	x	x	x

Примечания: 1. Отсчет выводов ведется от укороченного вывода для индикаторов: ИВ-9 и ИВ-16 – вывод 12; ИВ-9, ИВ-10 и ИВ-16 – вывод 14; ИВ-20 – вывод 6. Для ИВ-19 отсчет ведется от увеличенного расстояния между ножками в 11-гнездной панели. 2. Индикаторы ИВ-13 и ИВ-14 вставляются в 9-гнездную ламповую панель РШ8 (рис. 12.12), остальные индикаторы бесцокольные.

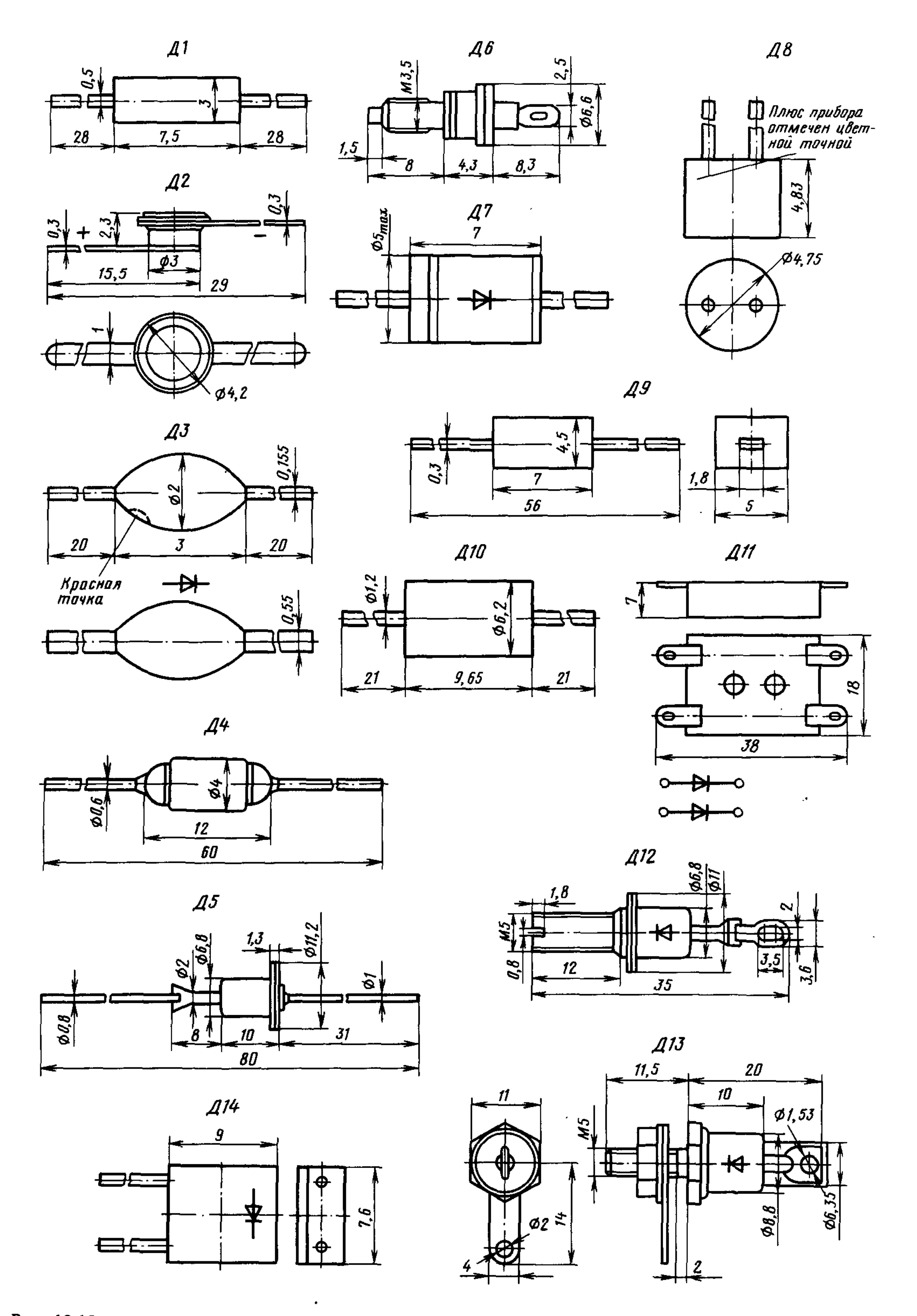
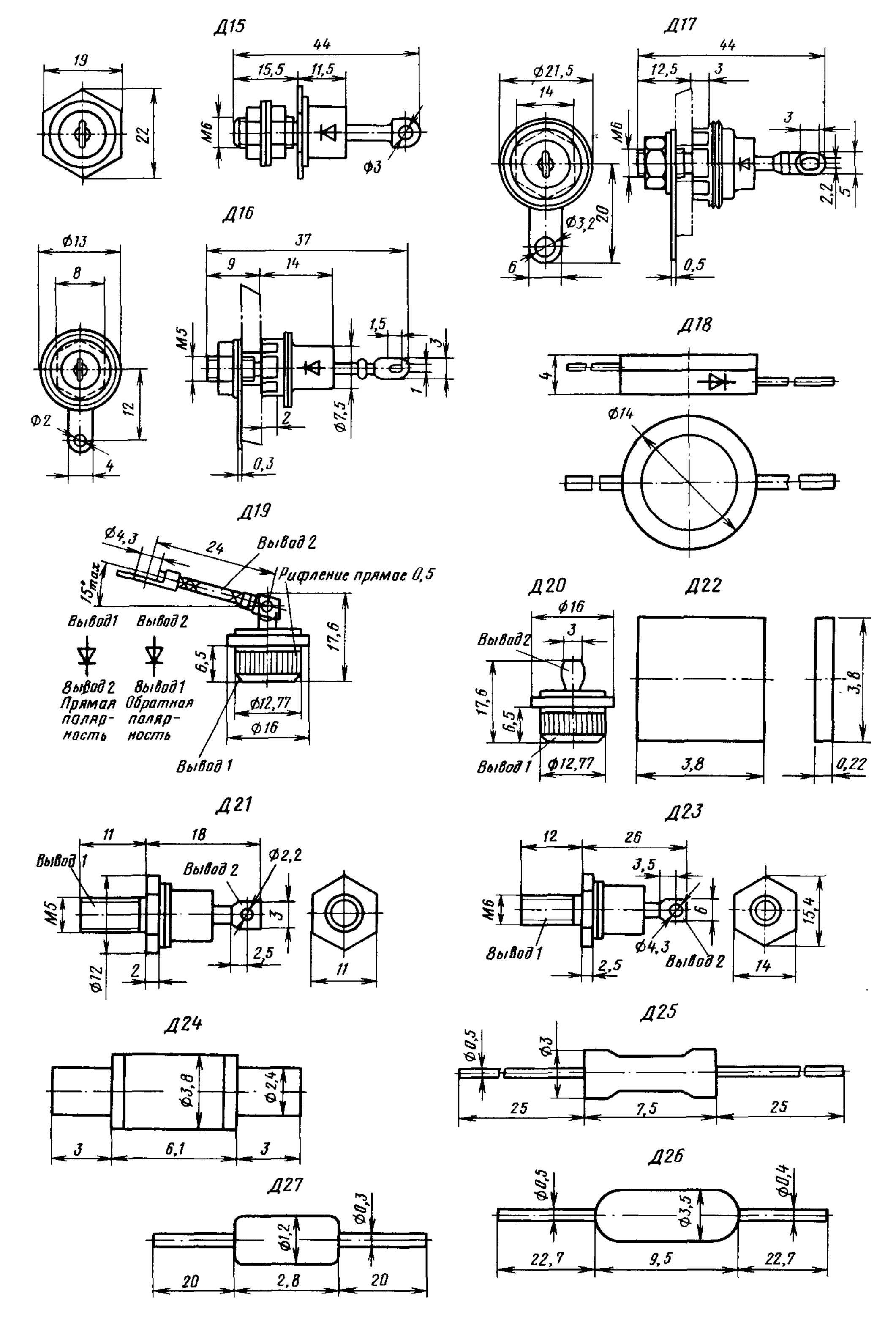
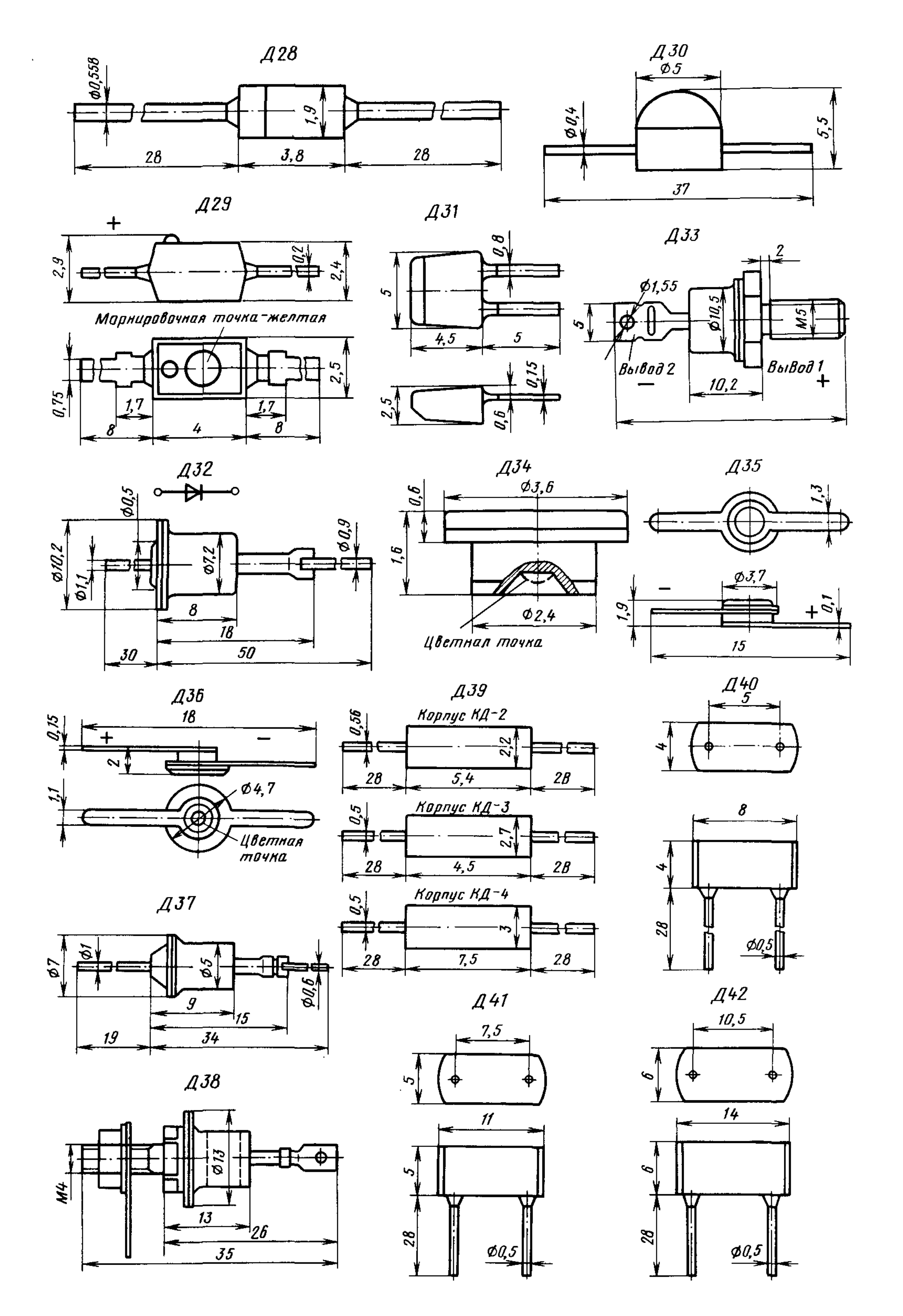
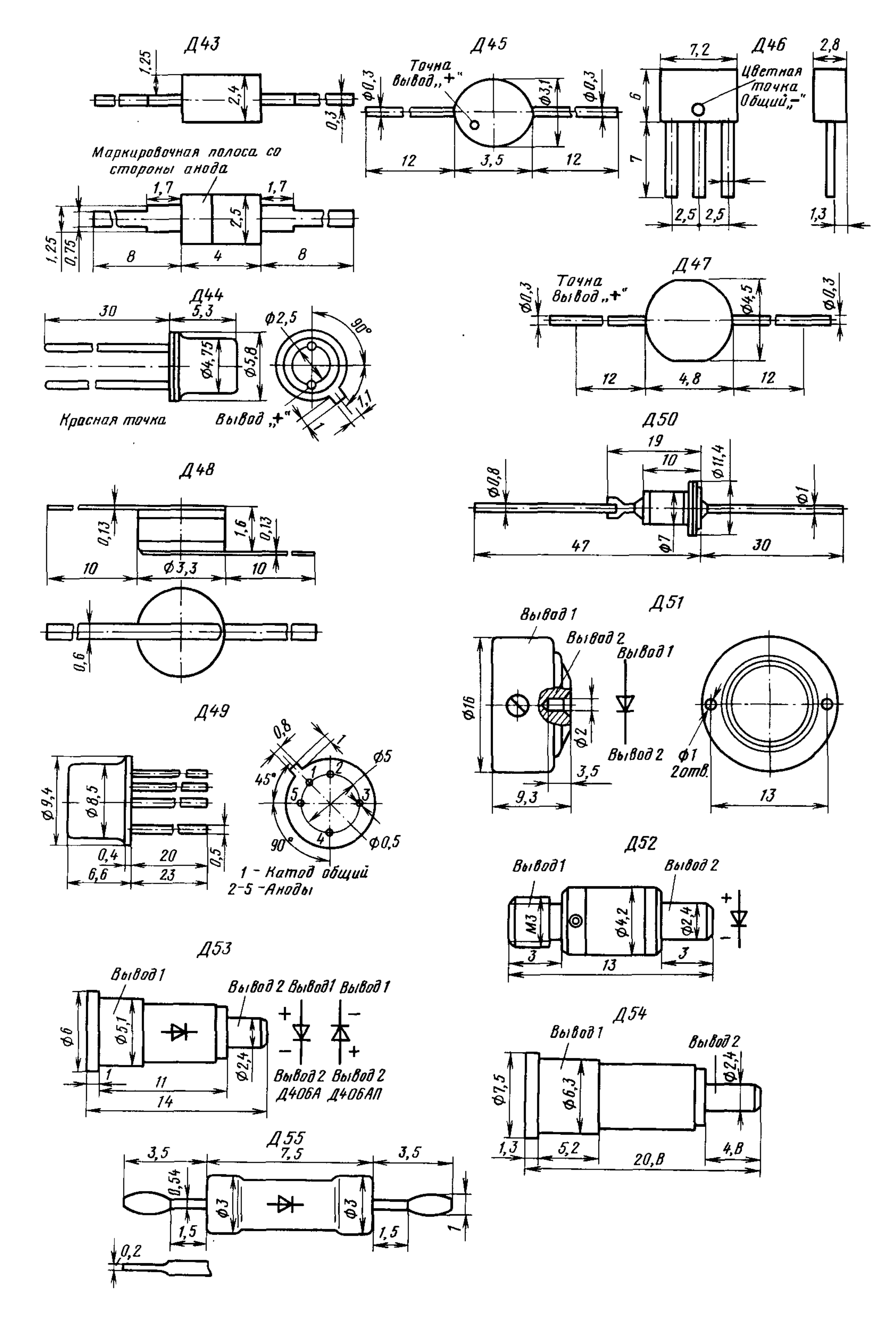

Д1
Д2
Д3
Д4
Д5
Д6
Д7
Д8
Д9
Д10
Д11
Д12
Д13
Д14
Плюс прибора отмечен цветной точкой
Красная точка

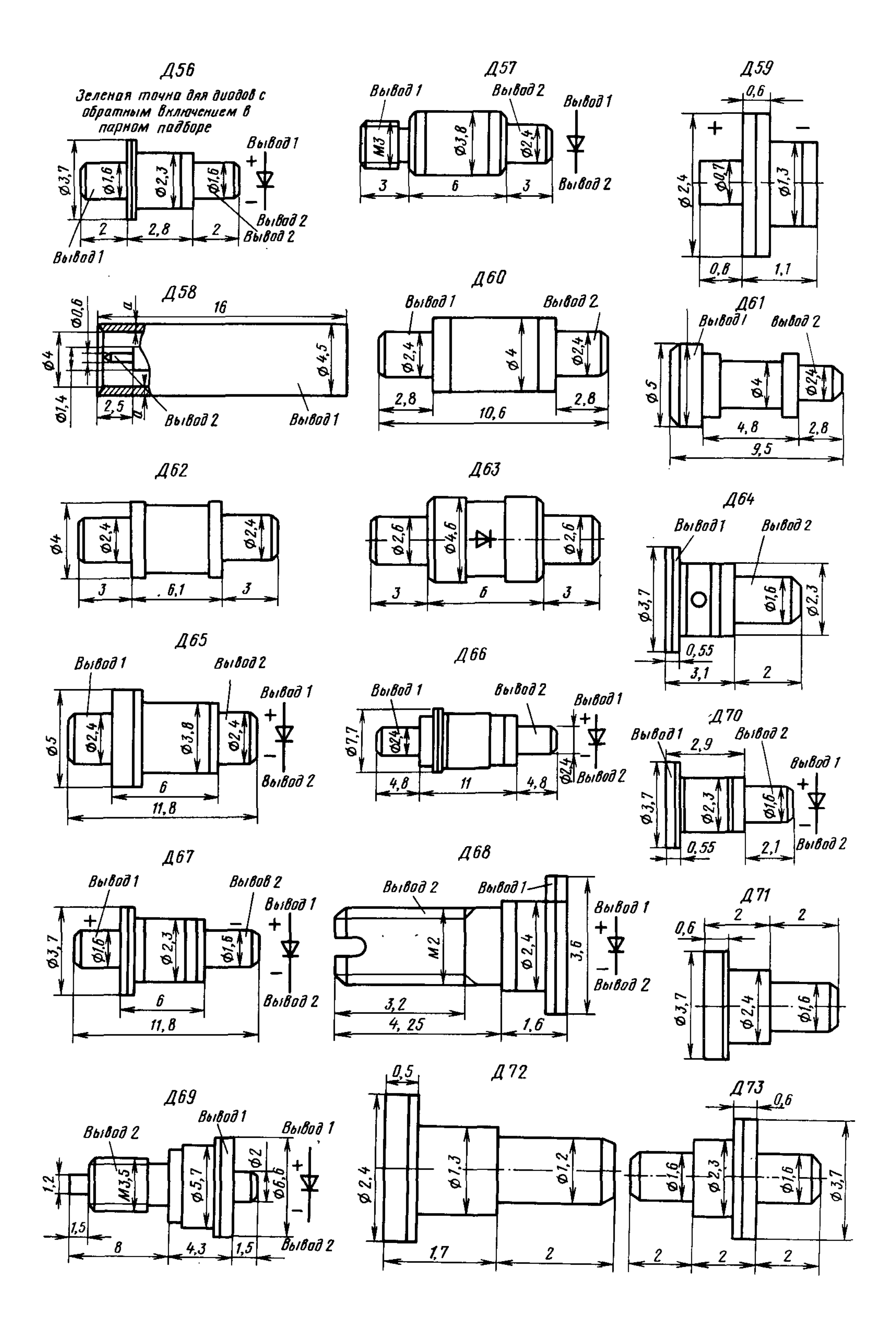
Рис. 12.18

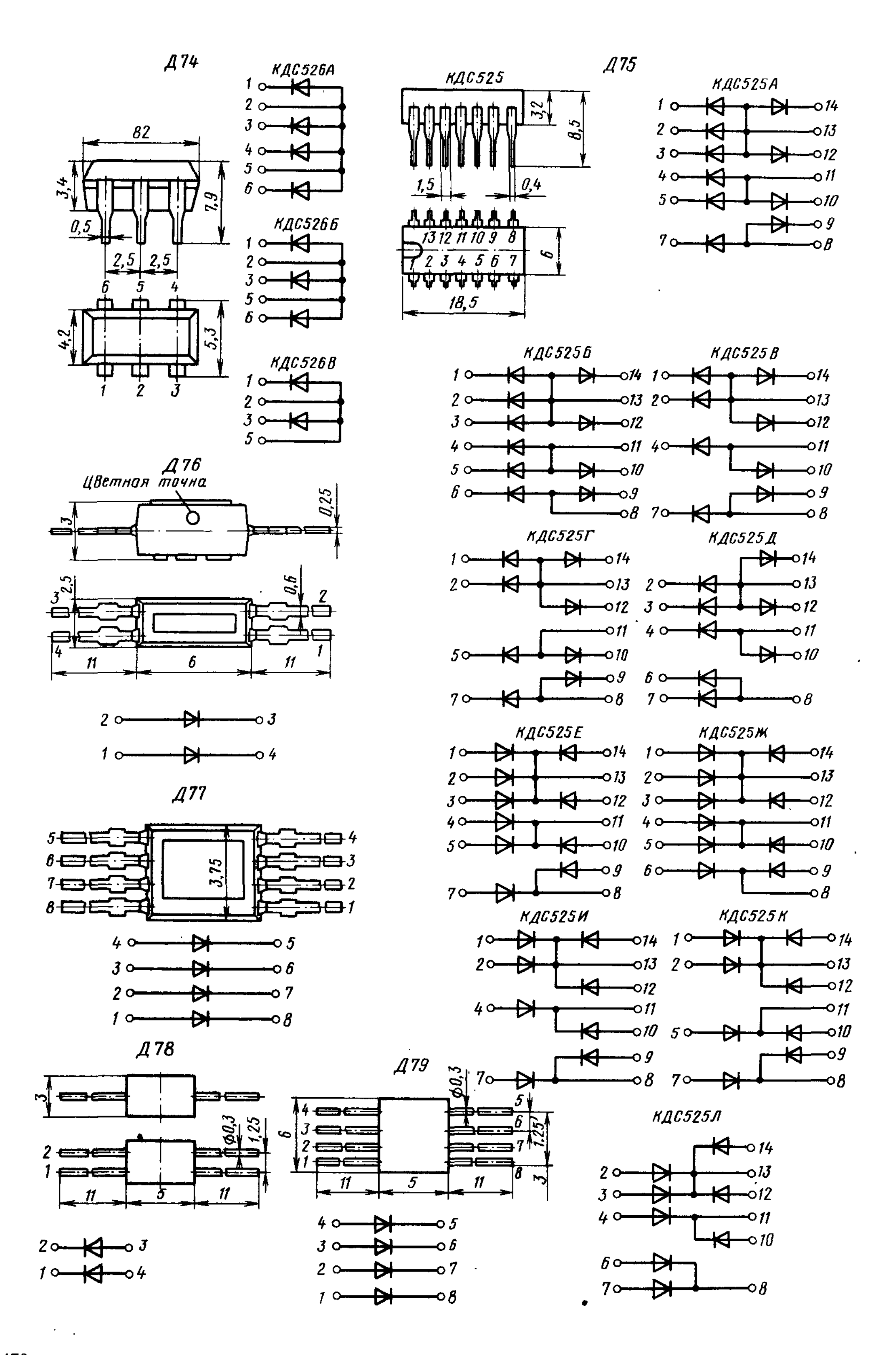


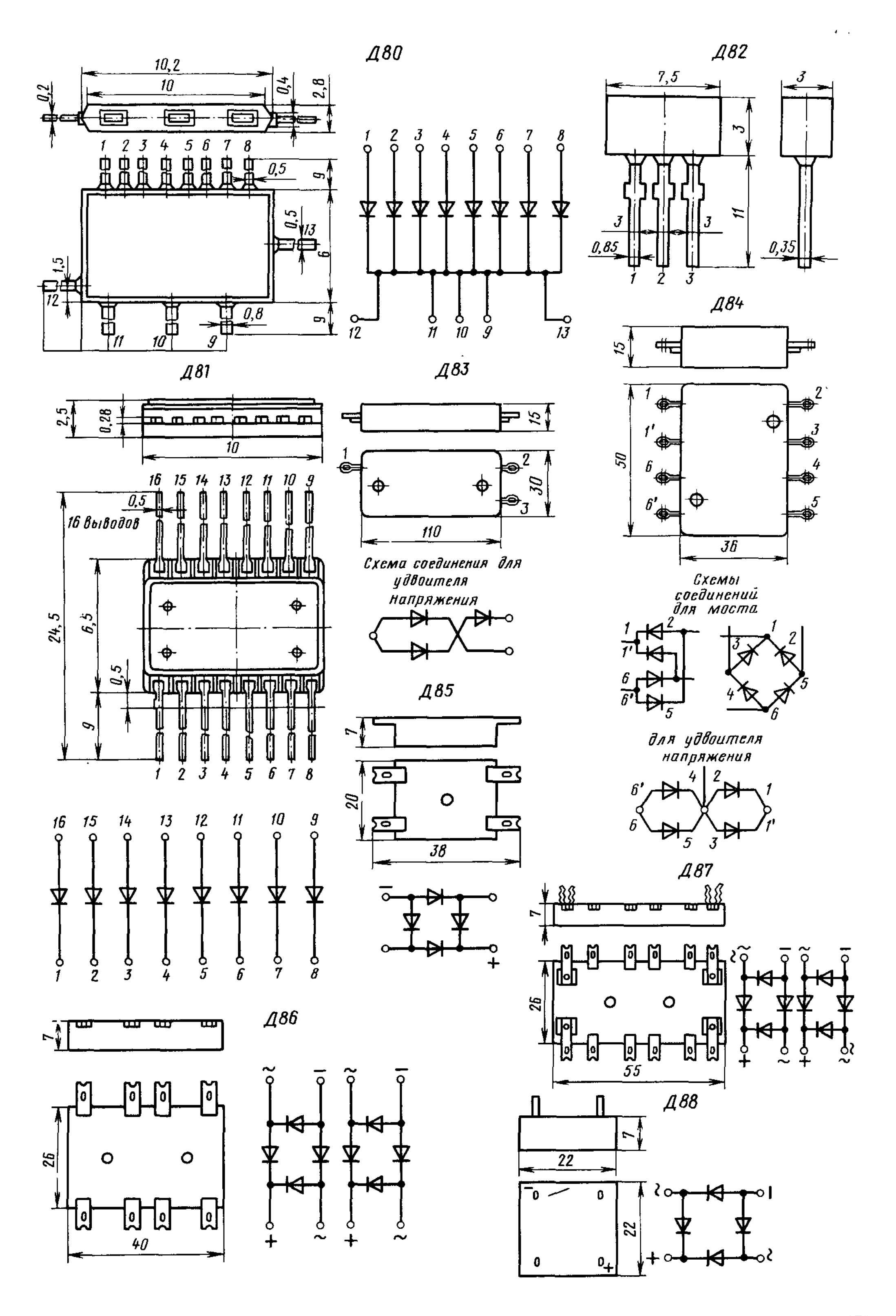
Д15
44
19
15,5
11,5
22
М6
Ф3
Д17
44
Ф21,5
12,5
3
14
М6
3
2,2
5
20
Ф3,2
6
0,5
Д16
37
Ф13
9
14
8
М5
1,5
3
1
Ф7,5
12
Ф2
2
4
0,3
Д18
4
Ф14
Д19
Ф4,3
24
Вывод 2
15° max
Рифление прямое 0,5
Вывод1
Вывод 2
17,6
6,5
Вывод 2
Прямая полярность
Вывод 1
Обратная полярность
Ф12,77
Ф16
Вывод 1
Д20
Д22
Ф16
Вывод2
3
17,6
6,5
3,8
Вывод 1
Ф12,77
3,8
0,22
Д21
11
18
Вывод 1
Ф2,2
Вывод 2
М5
3
2,5
Ф12
2
11
Д23
12
26
3,5
М6
6
15,4
Вывод 1
Ф4,3
Вывод 2
2,5
14
Д24
Ф3,8
Ф2,4
3
6,1
3
Д25
Ф0,5
Ф3
25
7,5
25
Д26
Ф0,5
Ф3,5
Ф0,4
22,7
9,5
22,7
Д27
Ф0,3
Ф1,2
20
2,8
20

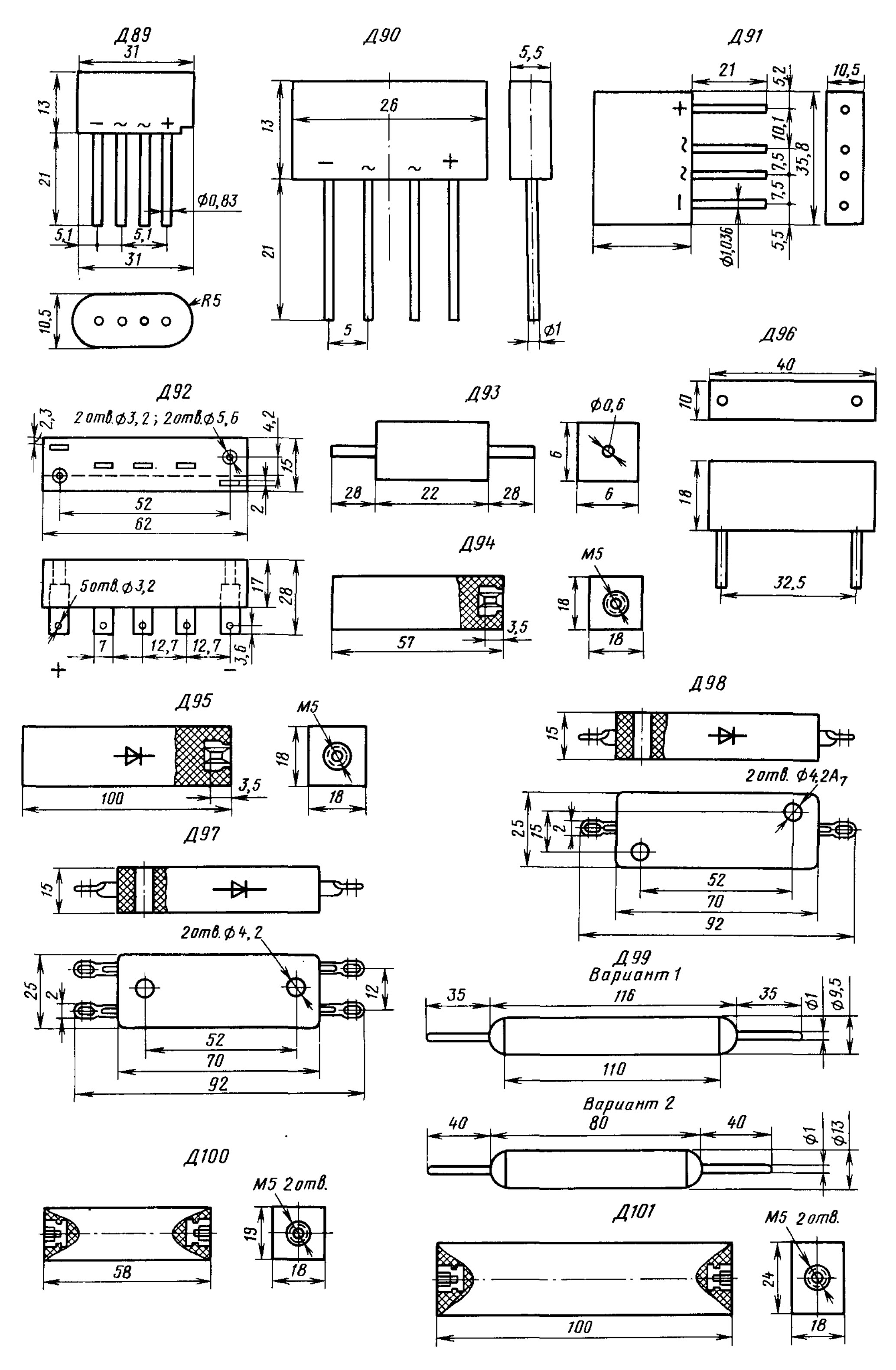

Д28
Д30
Д29
Маркировочная точка-желтая
Д31
Д33
Вывод 2
Вывод 1
Д32
Д34
Цветная точка
Д35
Д36
Цветная точка
Д39
Корпус КД-2
Корпус КД-3
Корпус КД-4
Д40
Д37
Д38
Д41
Д42


Д43
Маркировочная полоса со стороны анода
Д44
Красная точка
Вывод „+"
Д45
Точка Вывод „+"
Д46
Цветная точка Общий „–"
Д47
Точка Вывод „+"
Д48
Д49
1 - Катод общий
2-5 - Аноды
Д50
Д51
Вывод 1
Вывод 2
2 отв.
Д52
Вывод 1
Вывод 2
Д53
Вывод 1
Вывод 2
Д406А
Д406АП
Д54
Вывод 1
Вывод 2
Д55


Д56
Зеленая точка для диодов с обратным включением в парном подборе
Вывод 1
Вывод 2
Д57
Д58
Д59
Д60
Д61
Д62
Д63
Д64
Д65
Д66
Д67
Д68
Д69
Д70
Д71
Д72
Д73


Д74
КДС526А
КДС526Б
КДС526В
Д75
КДС525
КДС525А
КДС525Б
КДС525В
КДС525Г
КДС525Д
КДС525Е
КДС525Ж
КДС525И
КДС525К
КДС525Л
Д76
Цветная точка
Д77
Д78
Д79


Д80
Д82
Д84
Д81
Д83
16 выводов
Схема соединения для удвоителя напряжения
Схемы соединений для моста
для удвоителя напряжения
Д85
Д87
Д86
Д88


Д89
31
13
21
Ф0,83
5,1
5,1
31
10,5
R5
Д90
5,5
26
13
21
5
Ф1
Д91
21
5,2
10,5
10,1
35,8
7,5
7,5
Ф1,036
5,5
Д92
2,3
2 отв. Ф3,2 ; 2 отв. Ф5,6
4,2
15
52
62
2
5 отв. Ф3,2
17
28
7
12,7
12,7
3,6
Д93
28
22
28
Ф0,6
6
6
Д94
57
3,5
M5
18
18
Д96
40
10
18
32,5
Д95
100
3,5
M5
18
18
Д98
15
2 отв. Ф4,2A7
25
15
2
52
70
92
Д97
15
2 отв. Ф4,2
25
2
12
52
70
92
Д99
Вариант 1
35
116
35
Ф1
Ф9,5
110
Вариант 2
40
80
40
Ф1
Ф13
Д100
M5 2 отв.
19
18
58
Д101
M5 2 отв.
24
18
100

Выпрямительные диоды

Выпрямительный диод – полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования переменного тока в постоянный. Основные параметры выпрямительных диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.74, где $I_{пр.ср}$ – средний прямой ток: среднее за период значение прямого тока через диод. Уменьшается с увеличением температуры окружающей среды (корпуса) и частоты следования тока; $I_{пр.и}$ – импульсный прямой ток: наибольшее мгновенное значение прямого тока, исключая повторяющиеся и неповторяющиеся

Таблица 12.74. **Выпрямительные диоды**

Тип	$I_{пр.ср}$, А	$I_{пр.и}$, А	$U_{обр.и.п}$ ($U_{обр\ max}$), В	$U_{пр.и}$ ($U_{пр}$, $U_{пр.ср}$), В	$I_{пр.и}$ ($I_{пр}$; $I_{пр.ср}$), А	$I_{обр.и}$ ($I_{обр}$; $I_{обр.ср}$), мА	$t_{вос.обр}$, мкс	f_{max} (f_{max}) – без снижения электрического режима, кГц	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
				Маломощные (на ток до 1 А)						
АД110А	0,01	–	50	(1,5)	(0,01)	(0,005)	10	(1000)	0,15	Д2
КД104А	0,01	1	300	(1)	(0,01)	(0,003)	4	(10)	0,1	Д3
ГД113А	0,015	0,048	115	(1)	(0,03)	(0,25)	–	–	0,3	Д1
ГД107А	0,02	–	(15)	(1)	(0,01)	(0,02)	–	–	0,3	Д1
ГД107Б	0,02	–	(20)	(0,4)	(0,0015)	(0,1)	–	–	0,3	Д1
Д106	0,03	–	30	(2)	(0,002)	(0,005)	0,5	(150)	0,53	Д4
Д106А	0,03	–	30	(1)	(0,001)	(0,005)	0,5	(150)	0,53	Д4
Д105	0,03	–	75	(2)	(0,002)	(0,005)	0,5	(150)	0,53	Д4
Д105А	0,03	–	75	(1)	(0,001)	(0,005)	0,5	(150)	0,53	Д4
Д104	0,03	–	100	(2)	(0,02)	(0,005)	0,5	(150)	0,53	Д4
Д104А	0,03	–	100	(1)	(0,001)	(0,005)	0,5	(150)	0,53	Д4
Д223	0,05	0,5	(50)	(1)	(0,05)	(0,001)	–	–	0,53	Д4
Д223А	0,05	0,5	(100)	(1)	(0,05)	(0,001)	–	–	0,53	Д4
Д223Б	0,05	0,5	(150)	(1)	(0,05)	(0,001)	–	–	0,53	Д4
КД103А	0,1	2	(50)	(1)	(0,05)	(0,001)	4	(20)	0,1	Д3
КД103Б	0,1	2	(50)	(1,2)	(0,05)	(0,001)	4	(20)	0,1	Д3
КД102А	0,1	2	(250)	(1)	(0,05)	(0,0001)	–	5	0,1	Д3
КД102Б	0,1	2	(300)	(1)	(0,05)	(0,001)	–	5	0,1	Д3
Д237В	0,1	10	600	(1)	(0,1)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
МД217	0,1	–	800	(1)	(0,1)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
МД218	0,1	–	1000	(1)	(0,1)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
МД218А	0,1	–	1200	(1,1)	(0,1)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
АД112А	0,3	–	(50)	(3)	(0,3)	(0,1)	–	–	1,5	Д6
КД106А	0,3	3	(100)	(1)	(0,3)	(0,01)	0,45	(30)	1	Д7
КД109А	0,3	–	100	(1)	(0,3)	(0,1)	–	–	1	Д8
МД226Е	0,3	–	200	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
Д226Е	0,3	–	200	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
Д237А	0,3	5	200	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
МД226А	0,3	–	300	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
Д226А	0,3	–	300	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
КД109Б	0,3	–	300	(1)	(0,3)	(0,1)	–	–	1	Д8
МД226	0,3	–	400	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
Д226	0,3	–	400	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
Д237Б	0,3	5	400	(1)	(0,3)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
КД105Б	0,3	–	400	(1)	(0,3)	(0,1)	–	(1)	0,5	Д9
КД221В	0,3	–	400	(1,4)	(0,3)	(0,1)	1,5	(1)	0,5	Д10
КД205Е	0,3	0,8	500	(1)	(0,3)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД105В	0,3	–	600	(1)	(0,3)	(0,1)	–	(1)	0,5	Д9
КД109В	0,3	–	600	(1)	(0,3)	(0,1)	–	–	1	Д8
КД221Г	0,3	–	600	(1,4)	(0,3)	(0,15)	1,5	(1)	0,5	Д10
КД205И	0,3	0,8	700	(1)	(0,3)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД105Г	0,3	–	800	(1)	(0,3)	(0,1)	–	(1)	0,5	Д9
Д229В	0,4	–	100	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д229А	0,4	–	200	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д229Г	0,4	–	200	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д237Е	0,4	5	200	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	2	Д5
Д229Д	0,4	–	300	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д229Б	0,4	–	400	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д229Е	0,4	–	400	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д237Ж	0,4	5	400	(1)	(0,4)	(0,05)	–	(1)	2	Д5

Тип	$I_{пр.ср}$, А	$I_{пр.и}$, А	$U_{обр.и.п}$ ($U_{обр\,max}$), В	$U_{пр.и}$ ($U_{пр}$, $U_{пр.ср}$), В	$I_{пр.и}$ ($I_{пр}$; $I_{пр.ср}$), А	$I_{обр.и}$ ($I_{обр}$; $I_{обр.ср}$), мА	$t_{вос.обр}$, мкс	f_{max} (f_{max})–без снижения электрического режима, кГц	Масса, г	Корпус (рис. 12.45)
КД204А	0,4	0,8	400	(1,4)	(0,6)	(0,15)	1,5	50	7,5	Д13
КД205Д	0,5	0,8	100	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД205Г	0,5	0,8	200	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД221Б	0,5	1	200	(1,4)	(0,5)	(0,05)	1,5	(1)	0,5	Д10
КД205В	0,5	0,8	300	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД205Б	0,5	0,8	400	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД205А	0,5	0,8	500	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД205Ж	0,5	0,8	600	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД209Б	0,5	6	600	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(1)	0,5	Д9
КД209В	0,5	6	800	(1)	(0,5)	(0,1)	–	(1)	0,5	Д9
КД204Б	0,6	1,2	200	(1,4)	(0,6)	(0,1)	1,5	50	7,5	Д13
Д229Ж	0,7	–	100	(1)	(0,7)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
КД205К	0,7	0,8	100	(1)	(0,7)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
КД221А	0,7	1,4	100	(1,4)	(0,7)	(0,05)	1,5	(1)	0,5	Д10
КД205Л	0,7	0,8	200	(1)	(0,7)	(0,1)	–	(5)	6	Д11
Д229И	0,7	–	200	(1)	(0,7)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д229К	0,7	–	300	(1)	(0,7)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
Д229Л	0,7	–	400	(1)	(0,7)	(0,05)	–	(1)	3,5	Д12
КД209А	0,7	6	400	(1)	(0,7)	(0,1)	–	(1)	0,5	Д9
Средней мощности (на ток от 1 до 10 А)										
КД204В	1	2	50	2	2	(0,05)	1,5	50	7,5	Д13
КД212В	1	50	100	(1)	(1)	(0,05)	0,5	(100)	1,5	Д14
КД212Г	1	50	100	(1,2)	(1)	(0,1)	0,5	(100)	1,5	Д14
Д302	1	–	200	(0,25)	(1)	(0,8)	–	(5)	16	Д15
КД212А	1	50	200	(1)	(1)	(0,05)	0,3	(100)	1,5	Д14
КД212Б	1	50	200	(1,2)	(1)	(0,1)	0,3	(100)	1,5	Д14
КД208А	1,5	–	100	(1)	(1)	(0,1)	–	(1)	0,7	Д9
КД226А	1,7	10	100	(1,4)	(1,7)	(0,05)	0,25	35	0,5	Д10
КД226Б	1,7	10	200	(1,4)	(1,7)	(0,05)	0,25	35	0,5	Д10
КД226В	1,7	10	400	(1,4)	(1,7)	(0,05)	0,25	35	0,5	Д10
КД226Г	1,7	10	600	(1,4)	(1,7)	(0,05)	0,25	35	0,5	Д10
КД226Д	1,7	10	800	(1,4)	(1,7)	(0,05)	0,25	35	0,5	Д10
Д303	3	–	150	(0,3)	(3)	(1)	–	(5)	16	Д15
КД202А	5	9	50	(0,9)	(5)	(0,8)	–	5	5,2	Д16
КД202В	5	9	100	(0,9)	(5)	(0,8)	–	5	5,2	Д16
Д214Б	5	–	100	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д242Б	5	–	100	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д304	5	–	100	(0,25)	(5)	(2)	–	(5)	16	Д15
Д215Б	5	–	200	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д243Б	5	–	200	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД202Д	5	9	200	(0,9)	(5)	(0,8)	–	5	5,2	Д16
КД202Ж	5	9	300	(0,9)	(5)	(0,8)	–	5	5,2	Д16
Д231Б	5	–	300	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д245Б	5	–	300	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д232Б	5	–	400	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д246Б	5	–	400	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД202К	5	9	400	(0,9)	(5)	(0,8)	–	5	5,2	Д16
Д233Б	5	–	500	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д247Б	5	–	500	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД202М	5	9	500	(0,9)	(5)	(0,8)	–	5	5,2	Д16
Д234Б	5	–	600	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д248Б	5	–	600	(1,5)	(5)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД202Р	5	9	600	(0,9)	(5)	(0,8)	–	5	5,2	Д16
КД210А	5	25	800	(1)	(10)	(1,5)	–	5	7,5	Д13
КД210Г	5	50	1000	(1)	(10)	(1,5)	–	5	7,5	Д13
Д305	10	–	50	(0,3)	(10)	(2,5)	–	(5)	16	Д15
Д214	10	–	100	(1,2)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д214А	10	–	100	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д242	10	–	100	(1,25)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17

Окончание табл. 12.74

Тип	$I_{пр.ср}$, А	$I_{пр.и}$, А	$U_{обр.и.п}$ ($U_{обр\ max}$), В	$U_{пр.и}$ ($U_{пр}$, $U_{пр.ср}$), В		$I_{обр.и}$ ($I_{обр}$; $I_{обр.ср}$), мА	$t_{вос.обр}$, мкс	f_{max} (f_{max}) – без снижения электрического режима, кГц	Масса, г	Корпус (рис. 12.45)
					$I_{пр.и}$ ($I_{пр}$; $I_{пр.ср}$), А					
Д242А	10	–	100	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД213Г	10	100	100	(1,2)	(10)	(0,2)	0,3	(100)	4	Д18
Д104-10	10	–	100	1,4	31,4	1	–	1,3	10,3	Д19
Д204-10	10	–	100	1,4	31,4	1	–	1,3	11,3	Д20
Д112-10-1...14	10	–	100...1400	1,35	31,4	0,4	5,9	2	6	Д21
Д215	10	–	200	(1,2)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д215А	10	–	200	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д243	10	–	200	(1,25)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д243А	10	–	200	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД213А	10	100	200	(1)	(10)	(0,2)	0,3	(100)	4	Д18
КД213Б	10	100	200	(1,2)	(10)	(0,2)	0,17	(100)	4	Д18
КД213В	10	100	200	(1,2)	(10)	(0,2)	0,3	(100)	4	Д18
Д231	10	–	300	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д231А	10	–	300	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д245	10	–	300	(1,25)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д245А	10	–	300	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д232	10	–	400	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д232А	10	–	400	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д246	10	–	400	(1,25)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д246А	10	–	400	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД206А	10	100	400	(1,2)	(1)	(0,7)	10	20	7,5	Д13
ДЛ112-10-4...15	10	–	400...1500	1,35	31,4	0,4	5,9	2	6	Д21
Д233	10	–	500	(1)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
Д247	10	–	500	(1,25)	(10)	(3)	–	(1,1)	12	Д17
КД206Б	10	100	500	(1,2)	(1)	(0,7)	10	20	7,5	Д13
КД203А	10	100	600	(1)	(10)	(1,5)	–	5	12	Д17
КД206В	10	100	600	(1,2)	(1)	(0,7)	10	20	7,5	Д13
КД203Б	10	100	800	(1)	(10)	(1,5)	–	5	12	Д17
КД203В	10	100	800	(1)	(10)	(1,5)	–	5	12	Д17
КД210Б	10	50	800	(1)	(10)	(1,5)	–	5	7,5	Д13
КД203Г	10	100	1000	(1)	(10)	(1,5)	–	5	12	Д17
КД203Д	10	100	1000	(1)	(10)	(1,5)	–	5	12	Д17
КД210Г	10	50	1000	(1)	(10)	(1,5)	–	5	7,5	Д13
			Мощные (на ток более 10 А)							
Д104-16	16	–	100	1,4	50,2	0,5	–	1,3	11,3	Д19
Д204-16	16	–	100	1,4	50,2	0,5	–	1,3	10,3	Д20
Д112-16-1...14	16	–	100...1400	1,35	50,2	0,4	6,3	2	6	Д21
ДЛ112-16-4...15	16	–	400...1500	1,35	50,2	0,4	6,3	2	6	Д21
КД2999В	20	100	100	(1)	(20)	(0,2)	0,2	100	4	Д18
КД2999Б	20	100	200	(1)	(20)	(0,2)	0,2	100	4	Д18
Д104-20	20	–	200	1,4	62,8	0,5	–	1,3	11,3	Д19
Д204-20	20	–	200	1,4	62,8	0,5	–	1,3	10,3	Д20
КД2999А	20	100	250	(1)	(20)	(0,2)	0,2	100	4	Д18
Д410-20	20	–	200	1,8	62,8	0,5	–	1,5	0,008	Д22
Д112-25-1...14	25	–	100...1400	1,35	78,5	0,4	6,7	2	6	Д21
ДЛ112-25-4...15	25	–	400...1500	1,35	78,5	0,4	6,7	2	6	Д21
КД2997В	30	100	100	(1)	(30)	(0,2)	0,2	100	4	Д18
КД2997Б	30	100	200	(1)	(30)	(0,2)	0,2	100	4	Д18
КД2997А	30	100	250	(1)	(30)	(0,2)	0,2	100	4	Д18
Д122-32-1...14	32	–	100...1400	1,35	102	0,4	7,1	2	12	Д23
ДЛ122-32-4...15	32	–	400...1500	1,35	102	0,4	7,1	2	12	Д23

переходные токи; $U_{обр.и.п}$ – повторяющееся импульсное обратное напряжение: наибольшее мгновенное значение обратного напряжения, включая повторяющиеся переходные напряжения, но исключая неповторяющиеся переходные напряжения (уменьшается с увеличением температуры окружающей среды); $U_{обр\,max}$ – максимально допустимое постоянное обратное напряжение; $U_{пр.и}$ – импульсное прямое напряжение; наибольшее мгновенное значение прямого напряжения, обусловленное импульсным прямым током заданного значения; $U_{пр}$ – постоянное прямое напряжение: постоянное значение прямого напряжения, обусловленное постоянным прямым током; $U_{пр.ср}$ – среднее прямое напряжение: среднее за период значение прямого напряжения при заданном среднем прямом токе; $I_{обр.и}$ – импульсный обратный ток: наибольшее мгновенное значение обратного тока, обусловленного импульсным обратным напряжением; $I_{обр}$ – постоянный обратный ток, обусловленный постоянным обратным напряжением; $I_{обр.ср}$ – средний обратный ток: среднее за

Таблица 12.75. **Диоды универсальные и импульсные**

Тип	$I_{пр.и}$, А	$I_{пр.ср}$, мА	$U_{обр.и.п}$ ($U_{обр}$), В	$U_{пр}$ ($U_{пр.и}$),		$I_{обр}$, мкА	$t_{вос.обр}$, мкс	$C_д$,		Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
				В	$I_{пр}$ ($I_{пр.и}$), А			пФ	$U_{обр}$, В		
АД516А	0,03	2	(10)	1,5	0,002	2	0,001	0,5	0	0,6	Д24
АД516Б	0,03	2	(10)	1,5	0,002	2	0,001	0,35	0	0,6	Д24
ГД508А	0,03	10	10	(1,5)	(0,012)	60	(20)	0,75	0,5	0,2	Д25
ГД508Б	0,03	10	10	(1,5)	(0,012)	100	(20)	0,75	0,5	0,2	Д25
КД514А	0,05	10	(10)	1	0,01	5	–	0,9	0	0,35	Д25
ГД511А	0,05	15	(12)	0,6	0,005	50	(100)	1	5	0,3	Д26
ГД511Б	0,05	15	(12)	0,6	0,005	100	(40)	1	5	0,3	Д26
ГД511В	0,05	15	(12)	0,6	0,005	200	(100)	1	5	0,3	Д26
КД520А	0,05	20	25	(2)	(0,02)	1	0,01	3	5	0,2	Д27
КД401А	0,092	30	75	1	0,005	5	2	1	5	0,53	Д4
КД401Б	0,092	30	75	1	0,005	5	2	1,5	5	0,53	Д4
ГД402А	0,1	30	(15)	0,45	0,015	50	–	0,8	5	0,21	Д25
ГД402Б	0,1	30	(15)	0,45	0,015	50	–	0,5	5	0,21	Д25
ГД507А	0,1	16	30	(4)	(0,05)	50	0,1	0,8	5	0,2	Д25
КД923А	0,2	0,1	14	0,34	0,001	5	–	3,6	0	0,3	Д1
КД512А	0,2	20	(15)	1	0,01	5	0,001	1	5	0,3	Д25
КД413А	0,2	20	24	1	0,02	–	–	0,7	0	0,035	Д27
КД413Б	0,2	20	24	1	0,02	–	–	0,7	0	0,035	Д27
КД503А	0,2	20	30	(2,5)	(0,05)	10	0,01	5	0	0,3	Д25
КД503Б	0,2	20	30	(3,5)	(0,05)	10	0,01	2,5	0	0,3	Д25
КД519А	0,3	30	40	1,1	0,1	5	(400)	4	0	0,2	Д25
КД519Б	0,3	30	40	1,1	0,1	5	(400)	2,5	0	0,2	Д25
КД521Д	0,5	50	15	1	0,05	1	0,004	4	0	0,15	Д28
КД407А	0,5	50	24	–	–	0,5	–	1	5	0,3	Д25
КД409А	0,5	50	24	–	–	0,5	–	2	15	0,16	Д29
КД521Г	0,5	50	40	1	0,05	1	0,004	4	0	0,15	Д28
КД521Б	0,5	50	75	1	0,05	1	0,004	4	0	0,15	Д28
КД521В	0,5	50	75	1	0,05	1	0,004	4	0	0,15	Д28
КД521А	0,5	50	100	1	0,05	1	0,004	4	0	0,15	Д28
КД410Б	0,5	50	(600)	(2)	0,05	3000	3	–	–	0,3	Д30
КД410А	0,5	50	(1000)	(2)	0,05	3000	3	–	–	0,3	Д30
КД518А	1,5	100	–	0,57	0,001	–	–	–	–	0,11	Д31
КД504А	1,5	160	40	(2)	(0,5)	2	(15)	20	5	0,7	Д4
КД522А	1,5	100	40	1,1	0,1	2	0,004	4	0	0,15	Д28
КД522Б	1,5	100	60	1,1	0,1	5	0,004	4	0	0,15	Д28
КД509А	1,5	100	70	1,1	0,1	5	0,004	4	0	0,25	Д25
КД510А	1,5	200	70	1,1	0,2	5	0,004	4	0	0,15	Д28
КД513А	1,5	100	70	1,1	0,1	5	0,004	4	0	0,11	Д31
КД416Б	15	0,3А	(200)	(3)	(15)	200	–	–	–	4	Д32
КД416А	15	0,3А	(400)	(3)	(15)	400	–	–	–	4	Д32
КД411Г	100	2А	400	2	1	100	1,5	–	–	4	Д32
КД412Г	100	10А	400	(3)	(100)	100	1,5	–	–	8	Д33
КД411В	100	2А	500	1,4	1	100	2,5	–	–	4	Д32
КД411Б	100	2А	600	1,4	1	100	1,5	–	–	4	Д32
КД412В	100	10А	600	(3)	(100)	100	1,5	–	–	8	Д33
КД411А	100	2А	700	1,4	1	100	2,5	–	–	4	Д32
КД412Б	100	10А	800	(3)	(100)	100	1,5	–	–	8	Д33
КД412А	100	10А	1000	(3)	(100)	100	1,5	–	–	8	Д33

период значение обратного тока; $t_{вос.обр}$ – время обратного восстановления: время переключения диода с заданного прямого тока на заданное обратное напряжение от момента прохождения тока через нулевое значение до момента достижения обратным током заданного значения. Увеличивается с повышением прямого тока и температуры p-n-перехода (окружающей среды); f_{max} – максимально допустимая частота: наибольшая частота подводимого напряжения и импульсов тока, при которых обеспечивается надежная работа диода.

Универсальные и импульсные диоды

Универсальный и импульсный диод – полупроводниковый диод, имеющий малую длительность переходных процессов включения и выключения и предназначенный для применения в импульсных режимах работы. Основные параметры диодов при нормальной температуре окружающей среды приведеиы в табл. 12.75, где $C_д$ – общая емкость диода. При увеличении обратного напряжения емкость уменьшается.

Туннельные и обращенные диоды

Туннельный диод – полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на ВАХ при прямом направлении участка отрицательной дифференциальной проводимости. Наличие такого участка позволяет использовать туннельные диоды в усилителях, генераторах синусоидальных релаксационных колебаний и переключающих устройствах на частотах до сотен и тысяч мегагерц.

Обращенный диод – полупроводниковый диод на основе полупроводника с критической концентрацией примеси, в котором проводимость при обратном напряжении вследствие туннельного эффекта значительно больше, чем при прямом напряжении.

Основные параметры туннельных и обращенных диодов приведены в табл. 12.76, где $I_п$ – пиковый ток: значение прямого тока в точке максимума ВАХ туннельного диода, при котором значение дифференциальной активной проводимости равно нулю; $I_в$ – ток впадины: значение прямого тока в точке минимума ВАХ туннельного диода, при котором значение дифференциальной активной проводимости равно нулю; $I_п/I_в$ – отношение пикового тока к току впадины; $U_п$ – напряжение пика: значение прямого напряжения, соответствующее пиковому току; $U_в$ – напряжение впадины: значение прямого напряжения, соответствующее току впадины; U_{pp} – напряжение раствора: значение прямого напряжения на второй восходящей ветви ВАХ, при котором ток равен пиковому; $r_п$ – сопротивление потерь; $L_д$ – индуктивность диода.

Стабилитроны и стабисторы

Стабилитрон – полупроводниковый диод, напряжение на котором в области электрического пробоя при обратном смещении слабо зависит от тока в заданном его диапазоне, предназначен для стабилизации напряжения.

Стабистор – полупроводниковый диод, напряжение на котором в области прямого смещения слабо зависит от тока в заданном его диапазоне, предназначен для стабилизации напряжения.

Основные параметры различных видов стабилитронов и стабисторов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.77, где $U_{ст}$ – напряжение стабилизации: значение напряжения при протекании тока стабилизации; $\delta_{U_{ст}}$ – временная нестабильность напряжения стабилизации: отношение наибольшего изменения напряжения стабилизации к начальному значению напряжения стабилизации за заданный интервал времени; $I_{ст}$ – ток стабилизации: значение постоянного тока, протекающего через стабилитрон в режиме стабилизации; $P_{ст\,max}$ – максимально допустимая мощность стабилизации; $r_{ст}$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона: отношение приращения напряжения стабилизации к вызывающему его приращению тока стабилизации; $\alpha_{U_{ст}}$ – температурный коэффициент напряжения стабилизации: отношение относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном значении тока стабилизации.

Варикапы

Варикап – полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости емкости от обратного напряжения, предназначен для применения в качестве элемента с электрически управляемой емкостью. Основные параметры варикапов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.78, где $C_в$ – емкость варикапа; K_C – коэффициент перекрытия по емкости: отношение общих емкостей варикапа при двух заданных значениях обратного напряжения; $Q_в$ – добротность варикапа: отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте к сопротивлению потерь при заданной емкости или обратном напряжении; $P_в$ – рассеиваемая мощность варикапа.

Сверхвысокочастотные диоды

Сверхвысокочастотный диод – полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования и обработки сверхвысокочастотного сигнала.

Смесительный диод – СВЧ диод, предназначенный для преобразования высокочастотных сигналов в сигнал промежуточной частоты. Основные параметры смесительных диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.79, где $P_{рас.и\,max}$ – импульсная рассеиваемая мощность СВЧ диода: сумма

Таблица 12.76. **Туннельные и обращенные диоды**

Тип	$I_п$, мА	$I_п/I_в$	$U_п$ ($U_{обр}$), мВ	$U_в$ ($U_{рр}$), В [ ]-типовое значение	$U_{пр}$, В	$I_{пр}$, мА	$I_{обр}$, мА	$r_п$, Ом	$C_д$, пФ	$L_д$, нГн	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
						Усилительные						
АИ101А	0,75...1,25	5	160	–	0,55	–	–	18	4	1,3	0,15	Д2
АИ101Б	0,75...1,25	5	160	–	0,55	–	–	16	2...8	1,3	0,15	Д2
ГИ103А	1,3...1,7	4	60...90	[0,39]	0,4	1,5	1,5	6	1...2,1	0,27	0,08	Д34
ГИ103Б	1,3...1,7	4	60...90	[0,39]	0,4	1,5	1,5	6	0,8...1,6	0,27	0,08	Д34
ГИ103В	1,3...1,7	4	60...90	[0,39]	0,4	1,5	1,5	6	0,7...1,3	0,27	0,08	Д34
ГИ103Г	1,3...2,1	4	60...90	[0,39]	0,4	1,5	1,5	7	1...3,2	0,27	0,08	Д34
АИ101В	1,7...2,3	6	160	–	0,55	–	–	16	5	1,3	0,15	Д2
АИ101Д	1,7...2,3	6	160	–	0,55	–	–	14	2,5...10	1,3	0,15	Д2
АИ101Е	4,5...5,5	6	180	–	0,55	–	–	8	8	1,3	0,15	Д2
АИ101Ж	4,5...5,5	6	180	–	0,55	–	–	7	2...6	1,3	0,15	Д2
АИ101И	4,5...5,5	6	180	–	0,55	–	–	8	4,5...13	1,3	0,15	Д2
						Генераторные						
АИ201А	9...11	10	180	–	0,55	–	–	8	8	1,3	0,15	Д2
АИ201В	9...11	10	180	–	0,55	–	–	8	8	1,3	0,15	Д2
АИ201Г	18...22	10	200	–	0,55	–	–	5	10	1,3	0,15	Д2
АИ201Е	18...22	10	200	–	0,55	–	–	4	6...20	1,3	0,15	Д2
АИ201Ж	45...55	10	260	–	0,55	–	–	2,5	15	1,3	0,15	Д2
АИ201И	45...55	10	260	–	0,55	–	–	2,5	10...30	1,3	0,15	Д2
АИ201К	90...110	10	330	–	0,55	–	–	2,2	20	1,3	0,15	Д2
АИ201Л	90...110	10	330	–	0,55	–	–	2,2	10...50	1,3	0,15	Д2
						Переключательные						
АИ301А	1,6...2,4	8	180	(0,65)	–	1,2	–	–	12	1,5	0,15	Д2
ГИ307А	1,8...2,2	7	70	(0,4)	–	4	4	–	20	–	0,1	Д35
АИ301Б	4,5...5,5	8	180	(1)	–	1,2	–	–	25	1,5	0,15	Д2
АИ301В	4,5...5,5	8	180	(1,15)	–	2,7	–	–	25	1,5	0,15	Д2
ГИ304А	4,5...5,1	5	–	(0,42)	–	10	10	–	20	–	0,1	Д35
ГИ304Б	4,9...5,5	5	–	(0,42)	–	10	10	–	20	–	0,1	Д35
АИ301Г	9...11	8	180	(0,8)	–	5,5	–	–	50	1,5	0,15	Д2
ГИ305Г	9,1...10,1	5	85	(0,43)	–	20	20	–	30	–	0,1	Д35
ГИ305Б	9,8...11,1	5	85	(0,43)	–	20	20	–	30	–	0,1	Д35
						Обращенные переключательные						
ГИ401А	–	–	(90)	–	0,33	0,3	4	–	2,5	–	0,1	Д36
ГИ401Б	–	–	(90)	–	0,33	0,5	5,6	–	5	–	0,1	Д36
ГИ403А	0,1	–	(135)	–	0,35	10	10	–	8	–	0,1	Д35
АИ402Б	0,1	–	(250)	–	0,6	0,05	1	–	0,4	–	0,15	Д2
АИ402Г	0,1	–	(250)	–	0,6	0,05	1	–	8	–	0,15	Д2
АИ402Е	0,2	–	(250)	–	0,6	0,05	2	–	8	–	0,15	Д2
АИ402И	0,4	–	(250)	–	0,6	0,05	4	–	10	–	0,15	Д2

рассеиваемой СВЧ диодом мощности от всех источников в импульсном режиме работы; λ – длина волны; $L_{прб}$ – потери преобразования: отношение мощности СВЧ сигнала на входе диодной камеры к мощности сигнала промежуточной частоты в нагрузке смесительного диода в рабочем режиме; $I_{вп}$ – выпрямленный ток СВЧ диода: постоянная составляющая тока СВЧ диода в рабочем режиме; $K_{ст\,U}$ – коэффициент стоячей волны по напряжению: коэффициент стоячей волны по напряжению в линии передачи СВЧ, нагруженной на определенную диодную камеру с СВЧ диодом в рабочем режиме; $N_ш$ – выходное шумовое отношение: отношение мощности шума СВЧ диода в рабочем режиме, отдаваемой в согласованную нагрузку, к мощности тепловых шумов согласованного активного сопротивления при той же температуре и одинаковой полосе частот; $r_{вых}$ – выходное сопротивление: активная составляющая полного сопротивления смесительного диода на промежуточной частоте в заданном режиме; $P_{пд}$ – падающая на диод СВЧ мощность; $F_{норм}$ – нормированный коэффициент шума: значение коэффициента шума приемного устройства со смесительным диодом на входе при коэффициенте шума усилителя промежуточной частоты, равном 1,5 дБ.

Детекторный диод – СВЧ диод, предназна-

Таблица 12.77. **Стабилитроны и стабисторы**

Тип	$U_{ст}$, В			$I_{ст\,min}$, мА	$I_{ст\,max}$, мА	$P_{ст\,max}$, Вт			$I_{обр}$, мкА		$r_{ст}$, Ом		$\alpha_{U_{ст}}$, %/°C	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
		$\delta_{U_{ст}}$, В	$I_{ст}$, мА				$U_{пр}$, В	$I_{пр}$, мА		$U_{обр}$, В		$I_{ст}$, мА			
Стабилитроны общего назначения															
КС133А	3,3	±0,33	10	3	81	0,3	1	50	–	–	65	10	−0,11	1	Д37
КС133Г	3,3	±0,35	5	1	37,5	0,12	1	50	300	2,32	150	1	–	0,5	Д1
КС433А	3,3	±0,33	30	3	191	1	–	–	–	–	25	30	−0,1	1	Д37
КС139А	3,9	±0,39	10	3	70	0,3	1	50	–	–	60	10	−0,1	1	Д37
КС139Г	3,9	±0,4	5	1	32	0,12	1	50	300	2,73	150	1	–	0,5	Д1
КС439А	3,9	±0,39	30	3	176	1	–	–	–	–	25	3	−0,1	1	Д37
КС147А	4,7	±0,47	10	3	58	0,3	1	50	–	–	56	10	−0,05	1	Д37
КС147Г	4,7	±0,5	5	1	26,5	0,12	1	50	300	3,29	150	1	–	0,5	Д1
КС447А	4,7	±0,47	30	3	159	1	–	–	–	–	18	30	+0,03 −0,68	1	Д37
Д815А	5,6	±0,6	1000	50	1400	8	1,5	500	–	–	0,6	1000	0,045	6	Д38
КС156А	5,6	±0,56	10	3	55	0,3	1	50	–	–	46	10	±0,05	1	Д37
КС156Г	5,6	±0,6	5	1	22,4	0,12	1	50	300	3,92	100	1	–	0,5	Д1
КС456А	5,6	±0,56	30	3	139	1	–	–	–	–	10	30	0,05	1	Д37
Д815Б	6,8	±0,7	1000	50	1150	8	1,5	500	–	–	0,8	1000	0,05	6	Д38
КС168А	6,8	±0,68	10	3	45	0,3	1	50	–	–	28	10	±0,06	1	Д37
КС468А	6,8	±0,68	30	3	119	1	–	–	–	–	5	30	0,065	1	Д37
КС175Ж	7,5	±0,4	4	0,5	17	0,12	2	50	20	5,25	40	4	0,07	0,3	Д39
Д814А	8	+0,5 −1	5	3	40	0,34	1	50	0,1	1	6	5	0,07	1	Д37
Д815В	8,2	±0,9	1000	50	950	8	1,5	500	–	–	1	1000	0,07	6	Д38
КС182Ж	8,2	±0,8	4	0,5	15	0,12	2	50	20	5,74	40	4	0,08	0,3	Д39
КС482А	8,2	±0,82	5	1	96	1	1	50	20	5,74	25	5	0,1	1	Д37
Д814Б	9	+0,5 −1	5	3	36	0,34	1	50	0,1	10	10	5	0,08	1	Д37
КС191Ж	9,1	±0,5	4	0,5	14	0,125	2	50	20	6,37	40	4	0,09	0,3	Д39
Д814В	10	+0,5 −1	5	3	32	0,34	1	50	0,1	1	12	5	0,09	1	Д37
Д815Г	10	±1	500	25	800	8	1,5	500	–	–	1,8	500	0,08	6	Д38
КС210Ж	10	±1	4	0,5	13	0,125	2	50	20	7	40	4	0,09	0,3	Д39
КС510А	10	±1	5	1	79	1	1	50	20	7	25	5	0,1	1	Д37
Д814Г	11	±1	5	3	29	0,34	1	50	0,1	1	15	5	0,095	1	Д37
КС211Ж	11	±0,6	4	0,5	12	0,125	2	50	20	7,7	40	4	0,092	0,3	Д39
Д815Д	12	+1,3 −1,2	500	25	650	8	1,5	500	–	–	2	500	0,09	6	Д38
КС212Ж	12	±1,2	4	0,5	11	0,125	2	50	20	8,4	40	4	0,095	0,3	Д39
КС512А	12	±1,2	5	1	67	1	1	50	20	8,4	25	5	0,1	1	Д37
Д814Д	13	+1 −1,5	5	3	24	0,34	1	50	0,1	1	18	5	0,095	1	Д37
КС213Ж	13	±0,7	4	0,5	10	0,125	2	50	20	9,1	40	4	0,095	0,3	Д39
Д815Е	15	+1,4 −1,7	500	25	550	8	1,5	500	–	–	2,5	500	0,1	6	Д38
КС215Ж	15	±1,5	2	0,5	8,3	0,125	2	50	20	10,5	70	2	0,1	0,3	Д39
КС515А	15	±1,5	5	1	53	1	1	50	20	10,5	25	5	0,1	1	Д37
КС216Ж	16	±1,8	2	0,5	73	0,125	2	50	20	11,2	70	2	0,1	0,3	Д39
Д815Ж	18	±1,8	500	25	450	8	1,5	500	–	–	3	500	0,11	6	Д38
КС218Ж	18	±1,8	2	0,5	6,9	0,125	2	50	20	12,6	70	2	0,1	0,3	Д38
КС518А	18	±1,8	5	1	45	1	1	50	20	12,6	25	5	0,1	1	Д37
КС220Ж	20	±1	2	0,5	6,2	0,125	2	50	20	14	70	2	0,1	0,3	Д39
Д816А	22	+2,2 −2,4	150	10	230	5	1,5	500	50	15	7	150	0,12	6	Д38
КС222Ж	22	±2,2	2	0,5	5,7	0,125	2	50	20	15,2	70	2	0,1	0,3	Д39
КС522А	22	±2,2	5	1	37	1	1	50	20	15,4	25	5	0,1	1	Д37
Д816Б	27	+2,5 −2,8	150	10	180	5	1,5	500	50	19	8	150	0,12	6	Д38
КС527А	27	±2,7	5	1	30	1	1	50	20	18,9	40	5	0,1	1	Д37
Д816В	33	+3 −3,5	150	10	150	5	1	500	50	23	10	150	0,12	6	Д38
КС533А	33	±3,3	10	3	17	0,64	1	50	–	–	40	10	0,1	0,3	Д40
Д816Г	39	±3	150	10	130	5	1,5	500	50	27	12	150	0,12	6	Д38
Д816Д	47	±4,5	150	10	110	5	1,5	500	50	33	15	150	0,12	6	Д38
КС551А	51	±3	1,5	1	14,6	1	1	50	5	35,7	200	1,5	±0,12	1	Д37
Д817А	56	±5,5	50	5	90	2	1,5	500	50	39	35	50	0,12	6	Д38
Д817Б	68	±7	50	5	75	2	1,5	500	50	47	40	50	0,14	6	Д38
Д817В	82	±8	50	5	60	2	1,5	500	50	57	45	50	0,14	6	Д38
КС591А	91	±5	1,5	1	8,8	1	1	50	5	63,7	400	1,5	±0,12	1	Д37
Д817Г	100	±10	50	5	50	2	1,5	500	50	70	50	50	0,14	6	Д38
КС600А	100	±5	1,5	1	8,1	1	1	50	5	70	450	1,5	±0,12	1	Д37
КС620А	120	±18	50	5	42	5	1,5	500	500	84	150	50	+0,2	6	Д38
КС630А	130	±18,5	50	5	38	5	1,5	500	500	91	180	50	+0,2	6	Д38
КС650А	150	±22,5	25	2,5	33	5	1,5	500	500	105	255	25	+0,2	6	Д38
КС680А	180	±27	25	2,5	28	5	1,5	500	500	126	330	25	+0,2	6	Д38
Стабилитроны прецизионные															
КС405А	6,2	±0,31	0,5	0,1	60	0,4	–	–	–	–	200	0,5	0,002	0,3	Д39
КС108А	6,4	±0,32	7,5	3	10	0,07	–	–	–	–	15	7,5	0,002	0,5	Д1
КС108Б	6,4	±0,32	7,5	3	10	0,07	–	–	–	–	15	7,5	0,001	0,5	Д1
КС108В	6,4	±0,32	7,5	3	10	0,07	–	–	–	–	15	7,5	0,0005	0,5	Д1

Окончание табл. 12.77

Тип	$U_{ст}$, В	$\delta_{U_{ст}}$, В	$I_{ст}$, мА	$I_{ст\,min}$, мА	$I_{ст\,max}$, мА	$P_{ст\,max}$, Вт	$U_{пр}$, В	$I_{пр}$, мА	$I_{обр}$, мкА	$U_{обр}$, В	$r_{ст}$, Ом	$I_{ст}$, мА	$\alpha_{U_{ст}}$, %/°C	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
КС166А	6,6	±0,33	7,5	3	10	0,07	–	–	–	–	20	7,5	0,002	0,5	Д1
КС166Б	6,6	±0,33	7,5	3	10	0,07	–	–	–	–	20	7,5	0,001	0,5	Д1
КС166В	6,6	±0,33	7,5	3	10	0,07	–	–	–	–	20	7,5	0,0005	0,5	Д1
КС190Б	9	±0,45	10	5	15	0,15	–	–	–	–	15	10	0,005	1	Д37
КС190В	9	±0,45	10	5	15	0,15	–	–	–	–	15	10	0,002	1	Д37
КС190Г	9	±0,45	10	5	15	0,15	–	–	–	–	15	10	0,001	1	Д37
КС190Д	9	±0,45	10	5	15	0,15	–	–	–	–	15	10	0,0005	1	Д37
КС191М	9,1	±0,455	10	5	15	0,15	–	–	–	–	18	10	0,005	1	Д37
КС191Н	9,1	±0,455	10	5	15	0,15	–	–	–	–	18	10	0,002	1	Д37
КС191П	9,1	±0,455	10	5	15	0,15	–	–	–	–	18	10	0,001	1	Д37
КС191Р	9,1	±0,455	10	5	15	0,15	–	–	–	–	18	10	0,0005	1	Д37
КС191С	9,1	±0,455	10	3	20	0,2	–	–	–	–	18	10	0,005	1	Д37
КС191Т	9,1	±0,455	10	3	20	0,2	–	–	–	–	18	10	0,0025	1	Д37
КС191У	9,1	±0,455	10	3	20	0,2	–	–	–	–	18	10	0,001	1	Д37
КС191Ф	9,1	±0,455	10	3	20	0,2	–	–	–	–	18	10	0,0005	1	Д37
КС211Б	11	+1,6	10	5	33	0,28	–	–	–	–	15	10	+0,02	13	Д40
КС211В	11	–1,7	10	5	33	0,28	–	–	–	–	15	10	–0,02	13	Д40
КС211Г	11	±1,1	10	5	33	0,28	–	–	–	–	15	10	±0,01	13	Д40
КС211Д	11	±1,1	10	5	33	0,28	–	–	–	–	15	10	±0,005	13	Д40
КС515Г	15	±0,75	10	3	31	0,5	–	–	–	–	25	10	0,005	0,8	Д41
КС520В	20	±1	5	3	22	0,5	–	–	–	–	120	5	0,001	0,8	Д41
КС524Г	24	±1,2	10	3	19	0,5	–	–	–	–	40	10	0,005	0,8	Д41
КС531В	31	±1,55	10	3	15	0,5	–	–	–	–	50	10	0,005	0,8	Д41
КС539Г	39	±2	10	3	17	0,72	–	–	–	–	65	10	0,005	1,3	Д42
КС547В	47	±2,35	5	3	10	0,5	–	–	–	–	280	5	0,001	0,8	Д41
КС568В	68	±3,4	5	3	10	0,72	–	–	–	–	400	5	0,001	1,3	Д42
КС582Г	82	±4,1	10	3	8	0,72	–	–	–	–	480	10	0,01	1,3	Д42
КС596В	96	±4,8	5	3	7	0,72	–	–	–	–	560	5	0,001	1,3	Д42
						Стабилитроны импульсные									
КС175Е	7,5	±0,4	5	3	17	0,125	1,5	20	50	6,0	30	5	±0,1	0,7	Д39
КС182Е	8,2	±0,8	5	3	15	0,125	1,5	20	50	6,5	30	5	±0,1	0,7	Д39
КС191Е	9,1	±0,5	5	3	14	0,125	1,5	20	50	7	30	5	±0,1	0,7	Д39
КС210Е	10	±1	5	3	13	0,125	1,5	20	50	8	30	5	±0,1	0,7	Д39
КС211Е	11	±0,6	5	3	12	0,125	1,5	20	50	8,5	30	5	±0,1	0,7	Д39
КС212Е	12	±1,2	5	3	11	0,125	1,5	20	50	9,5	30	5	±0,1	0,7	Д39
КС213Е	13	±0,7	5	3	10	0,125	1,5	20	50	10	30	5	±0,1	0,7	Д39
						Стабилитроны двуханодные									
КС162А	6,2	±0,4	10	3	22	0,15	–	–	500	4,96	35	10	–0,06	0,3	Д40
КС168В	6,8	±0,5	10	3	20	0,15	–	–	400	5,44	28	10	±0,05	0,3	Д40
КС170А	7	±0,35	10	3	20	0,15	–	–	40	5,6	20	10	±0,01	0,3	Д40
КС175А	7,5	±0,5	5	3	18	0,15	–	–	300	6	16	5	±0,04	0,3	Д40
КС182А	8,2	±0,6	5	3	17	0,15	–	–	100	6,56	14	5	+0,05	0,3	Д40
КС191А	9,1	±0,6	5	3	15	0,15	–	–	80	7,28	18	5	+0,06	0,3	Д40
КС210Б	10	±0,7	5	3	14	0,15	–	–	60	8	20	5	+0,07	0,3	Д40
КС213Б	13	±0,9	5	3	10	0,15	–	–	80	10,4	25	5	+0,08	0,3	Д40
						Стабисторы									
КС107А	0,7	+0,03 –0,13	10	1	100	0,125	–	–	1,5	1	7	10	–0,3	1	Д37
КС113А	1,3	±0,13	10	1	100	0,18	–	–	0,1	1	12	10	–0,3	1	Д37
КС119А	1,9	±0,19	10	1	100	0,18	–	–	0,1	1	15	10	–0,4	1	Д37

Таблица 12.78. **Варикапы**

Тип	$C_в$, пФ	$U_{обр}$, В	f, МГц	K_C	$U_{обр}$, В	$Q_в$	$U_{обр}$, В	f, МГц	$I_{обр}$, мкА	$U_{обр\,max}$, В	$P_в$, Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
КВ122В	1,9…3,1	25	1	4…6	3…25	300	25	50	0,2	30	0,1	0,069	Д29
КВ109Б	2…2,3	25	1…10	4,5…6,5	3…25	300	3	50	0,5	25	0,005	0,06	Д29
КВ122Б	2…2,3	25	1	4,5…6,5	3…25	450	25	50	0,2	30	–	0,069	Д29
КВ109А	2,3…2,8	25	1…10	4…5,5	3…25	300	3	50	0,5	25	0,005	0,06	Д29
КВ122А	2,3…2,8	25	1	4…5,5	3…25	450	25	50	0,2	30	–	0,069	Д29
КВ123А	2,6…3,8	25	1…10	6,8	3…25	250	25	50	0,05	28	–	0,06	Д43
КВ121А	4,3…6	25	1…10	7,6	1,5…25	200	25	50	0,5	30	–	0,069	Д29
КВ121Б	4,3…6	25	1…10	7,6	1,5…25	150	25	50	0,5	30	–	0,069	Д29
КВ109В	8…16	3	1…10	4…6	3…25	160	3	50	0,5	25	0,005	0,06	Д29
КВ109Г	8…17	3	1…10	4	3…25	160	3	50	0,5	25	0,005	0,06	Д29
КВ107А	10…40	2…9	1…10	–	–	20	–	10	100	16	0,1	1	Д44

Окончание табл. 12.78

Тип	$C_в$, пФ			K_C		$Q_в$			$I_{обр}$, мкА	$U_{обр\,max}$, В	$P_в$, Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
		$U_{обр}$, В	f, мГц		$U_{обр}$, В		$U_{обр}$, В	f, мГц					
КВ107Б	10…40	6…18	1…10	–	–	20	–	10	100	31	0,1	1	Д44
КВ129А	10,8	5	1…10	4	0…15	4000	–	1	0,5	25	–	0,04	Д43
КВ110А	12…18	4	1…10	2,5	4…45	300	4	50	1	45	0,1	0,25	Д25
КВ110Г	12…18	4	1…10	2,5	4…45	150	4	50	1	45	0,1	0,25	Д25
КВ102А	14…23	4	1…10	–	–	40	4	50	1	40	0,09	0,1	Д45
КВ110Б	14,4…21,6	4	1…10	2,5	4…45	300	4	50	1	45	0,1	0,25	Д25
КВ110Д	14,4…21,6	4	1…10	2,5	4…45	150	4	50	1	45	0,1	0,25	Д25
КВ106Б	15…35	4	1…10	–	–	60	4	50	20	90	5	15	Д13
КВ110В	17,6…26,4	4	1…10	2,5	4…45	300	4	50	1	45	0,1	0,25	Д25
КВ110Е	17,6…21,6	4	1…10	2,5	4…45	150	4	50	1	45	0,1	0,25	Д25
КВ103А	18…32	4	1…10	–	–	50	1	50	10	80	5	15	Д13
КВ134А	18…22	1	1…10	2	1…10	400	4	50	0,05	23	–	0,07	Д43
КВ102Б	19…30	4	1…10	–	–	40	4	50	1	40	0,09	0,1	Д45
КВ102Г	19…30	4	1…10	–	–	100	4	50	1	40	0,09	0,1	Д45
КВ102Д	19…30	4	1…10	–	–	40	4	50	1	80	0,09	0,1	Д45
КВ106А	20…50	4	1…10	–	–	40	4	50	20	120	7	15	Д13
КВ128А	22…28	1	1…10	1,9	1…9	300	1	50	0,05	12	–	0,04	Д43
КВ102В	25…40	4	1…10	–	–	40	4	50	1	40	0,09	0,1	Д45
КВ117А	26,4…39,6	3	1…10	5…7	3…25	180	–	50	1	25	0,1	0,25	Д25
КВ117Б	26,4…39,6	3	1…10	4…7	3…25	150	–	50	1	25	0,1	0,25	Д25
КВ103Б	28…48	4	1…10	–	–	40	4	50	10	80	5	15	Д13
КВ107В	30…65	2…9	1…10	–	–	20	–	10	100	16	0,1	1	Д44
КВ107Г	30…65	6…18	1…10	–	–	20	–	10	100	31	0,1	1	Д44
КВС111А	36,3	4	1	2,1	4…30	200	4	50	1	30	–	0,2	Д46
КВС111Б	36,3	4	1	2,1	4…30	150	4	50	1	30	–	0,2	Д46
КВ132А	38	1,6	1…10	3,5	2…5	300	4	50	0,05	12	–	0,07	Д43
КВ104А	90…120	4	1…10	–	–	100	4	10	5	45	0,1	0,2	Д47
КВ104Г	95…143	4	1…10	–	–	100	4	10	5	45	0,1	0,2	Д47
КВ104Е	95…143	4	1…10	–	–	150	4	10	5	45	0,1	0,2	Д47
КВ115А	100…700	0	–	–	–	–	–	–	0,1	100	–	1	Д25
КВ115Б	100…700	0	–	–	–	–	–	–	0,05	100	–	1	Д25
КВ115В	100…700	0	–	–	–	–	–	–	0,01	100	–	1	Д25
КВ104Б	106…144	4	1…10	–	–	100	4	10	5	45	0,1	0,2	Д47
КВ104В	128…192	4	1…10	–	–	100	4	10	5	45	0,1	0,2	Д47
КВ104Д	128…192	4	1…10	–	–	100	4	10	5	80	0,1	0,2	Д47
КВ119А	168…252	1	1…10	18	1…10	100	1	1	1	10	–	0,3	Д25
КВ101А	200±40	0,8	–	–	–	150	4	1	1	4	–	0,05	Д48
КВС120А	230…320	1	1…10	2	1…30	100	1	1	0,5	32	–	1,7	Д49
КВ127А	230…280	1	1…10	20	1…30	140	1	10	0,5	32	–	0,07	Д43
КВ127В	230…260	1	1…10	20	1…30	140	1	10	0,5	32	–	0,07	Д43
КВ127Г	230…320	1	1…10	20	1…30	140	1	10	0,5	32	–	0,07	Д43
КВ127Б	260…320	1	1…10	20	1…30	140	1	10	0,5	32	–	0,07	Д43
КВ105А	400…600	4	1	4	4…90	500	4	1	20	90	0,15	2,5	Д50
КВ105Б	400…600	4	1	3	4…50	500	4	1	20	50	0,15	2,5	Д50
КВ135А	486…594	1	1…10	20	1…10	200	1	1	0,5	13	–	0,15	Д43

Примечание. Разброс значений емкости варикапов в сборках не превышает 2…5%.

Таблица 12.79. **Сверхвысокочастотные диоды смесительные**

Тип	$P_{рас.\,и\,max}$, мВт			λ, см	$L_{прб}$, $I_{вп}$, $K_{стU}$, $N_ш$, $r_{вых}$ при $P_{пд}$					$P_{пд}$, мВт	$F_{норм}$, дБ	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
		$τ_и$, мкс	Q (F, Гц)		$L_{прб}$, дБ	$I_{вп}$, мА	$K_{стU}$	$N_ш$	$r_{вых}$, Ом				
Д402	15	–	500	–	10	–	3	2,5	250…650	1	–	10	Д51
Д404	15	–	500	–	8,5	–	2,5	2,5	280…520	1	–	10	Д51
Д407	20	–	500	–	12	–	3	6	400…1500	1	–	12,1	Д51
ДГ-С1	80	–	–	10	8,5	0,4	3	3	–	0,5	–	0,7	Д52
ДГ-С2	80	–	–	10	6,5	0,4	3	3	–	0,5	–	0,7	Д52
ДК-С7М	100	1	1000	3…12	7,5	–	2	2	250…700	0,7	–	0,7	Д52
Д406А	100	–	–	–	7	0,7	2	2	240…460	1	–	1,5	Д53
Д406АП	100	–	–	–	7	0,7	2	2	240…460	1	–	1,5	Д53
Д403Б	150	–	–	3…12	8,5	–	–	3	200…600	1	–	0,7	Д52
Д403В	150	–	–	3…12	–	0,4	3	–	200…600	1	11	0,7	Д52
ДК-С1М	300	–	–	10	8,5	0,4	3,5	2,7	–	1	–	2,5	Д54
ДК-С2М	300	–	–	10	6,5	0,4	3	2	–	1	–	2,5	Д54
Д405	300	–	–	3,2	7	1	2	2,2	250…550	1	–	2,5	Д54
Д405А	300	–	–	3,2	6,5	1	1,7	2	300…500	1	–	2,5	Д54
Д405Б	300	–	–	3,2	–	1	1,4	–	300…450	1	8,5	2,5	Д54
Д405АП	300	–	–	3,2	6,5	1	1,7	2	300…500	1	–	2,5	Д54

Окончание табл. 12.79

Тип	$P_{рас, и\,max}$, мВт			λ, см	$L_{прб}$, $I_{вп}$, $K_{стU}$, $N_ш$, $r_{вых}$ при $P_{пд}$					$P_{пд}$, мВт	$F_{норм}$, дБ	Масса, г	Корпус (рис. 12.45)
		$τ_и$, мкс	Q (F, Гц)		$L_{прб}$, дБ	$I_{вп}$, мА	$K_{стU}$	$N_ш$	$r_{вых}$, Ом				
Д405БП	300	–	–	3,2	–	1	1,4	–	300...450	1	8,5	2,5	Д54
Д409А	300	–	–	3,2	7,5	0,2...0,5	1,7	21	350...575	0,2	–	3	Д54
Д409АП	300	–	–	3,2	7,5	0,2...0,5	1,7	21	350...575	0,2	–	3	Д54
КА104А	300	1	(1000)	8...60	6,5	0,5	1,5	-	340...560	0,5	8,5	0,15	Д55
КА104Б	300	1	(1000)	8...60	6,5	0,5	1,5	–	340...560	0,5	8,5	0,15	Д55
АА112А	300	–	–	3,2	6	1...2,5	1,3	–	440...640	3	7	0,035	Д1
АА112Б	300	–	–	3,2	6	1...2,5	1,8	–	440...640	3	7	0,035	Д1
Д408	500	7	100	10	–	0,8	1,3	–	290...300	0,5	7,5	2,7	Д54
Д408П	500	7	100	10	–	0,8	1,3	-	290...300	0,5	7,5	2,7	Д54
АА111А	550	1	(1000)	3,2	6	1...2,5	1,5	–	300...560	3	7,5	0,2	Д56
АА111Б	550	1	(1000)	3,2	5,5	1...2,5	1,5	–	300...560	3	7,5	0,2	Д56

ченный для детектирования сигнала. Основные параметры детекторных диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.80, где $β_1$ – чувствительность по току: отношение приращения выпрямленного тока к вызвавшей это приращение СВЧ мощности на входе диодной камеры с СВЧ диодом в рабочем режиме при заданной нагрузке; $r_{диф}$ – дифференциальное сопротивление в нулевой точке; М – коэффициент качества детекторного диода.

Параметрический диод – варикап, предназначенный для применения в диапазоне СВЧ в параметрических усилителях. Основные параметры параметрических диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.81, где $U_{проб}$ – напряжение пробоя; τ – постоянная времени: произведение емкости перехода на последовательное сопротивление потерь СВЧ диода; $C_{пер}$ – емкость перехода; $C_{кор}$ – емкость корпуса.

Переключательный диод – полупроводниковый диод, предназначенный для применения в устройствах управления уровнем СВЧ мощности.

Ограничительный диод – полупроводниковый диод с лавинным пробоем, предназначенный для ограничения импульсов напряжения. Основные параметры переключательных и ограничительных диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.82, где $P_{пд,и\,max}$ – импульсная падающая на СВЧ диод мощность; $P_{ком}$ – коммутируемая импульсная СВЧ мощность; $L_{пр}$ – потери пропускания; $r_{пр}$ – прямое сопротивление потерь: последовательное сопротивление потерь переключательного диода, включенного в линию передачи, при заданном постоянном прямом токе; $K_д$ – качество переключательного диода на высоком уровне мощности; $Q_{нк}$ – накопленный заряд.

Умножительный диод – полупроводниковый диод, предназначенный для умножения частоты. Основные параметры умножительных СВЧ диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.83, где $P_{СВЧ\,max}$ – максимально допустимая импульсная рассеиваемая СВЧ мощность; $P_{пд\,max}$ – максимально допустимая непрерывная падающая на диод СВЧ мощность; $f_{пред}$ – предельная частота: значение частоты, на которой добротность СВЧ диода равна единице; $t_{выкл}$ – время выключения: интервал времени нарастания обратного напряжения СВЧ диода при переключении его из открытого состояния в закрытое, отсчитанное по уровню 0,1 и 0,9 установившегося значения обратного напряжения.

Генераторный диод (лавинно-пролетный диод) – полупроводниковый диод, работающий в режиме лавинного размножения носителей заряда при обратном смещении p-n-перехода и предназначенный для генерации СВЧ колебаний. Основные параметры генераторных диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.84, где $P_{вых}$-непрерывная выходная мощность СВЧ диода: значение импульсной СВЧ мощности, отдаваемой диодом в согласованную нагрузку в заданном режиме; $I_р$ – постоянный рабочий ток; η – коэффициент полезного действия СВЧ диода: отношение выходной мощности СВЧ диода к потребляемой им мощности; $R_д$ – сопротивление диода на постоянном токе.

Выпрямительные блоки и сборки

Выпрямительный блок (сборка) – полупроводниковый блок (сборка), собранный из выпрямительных диодов. Основные параметры выпрямительных блоков и сборок при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.85, где $U_{кз}$ – напряжение короткого замыкания: напряжение на входе короткозамкнутого по выходу моста при протекании на выходе максимально допустимого выпрямленного тока; $I_{хх}$ – значение тока на входе моста, работающего без нагрузки.

Выпрямительные столбы

Выпрямительный столб – совокупность выпрямительных диодов, соединенных последовательно и собранных в единую конструкцию, имеющую два вывода. Основные параметры вып-

Таблица 12.80. **Сверхвысокочастотные диоды детекторные**

Тип	$P_{рас, и max}$, мВт	$\tau_и$, мкс	f, кГц	λ, см	β_I, $r_{диф}$, $K_{ст U}$, M при $P_{пд}$ и $I_{пр}$: β_I, А/Вт (В/Вт)	$r_{диф}$, кОм	$K_{ст U}$	M, $Вт^{-1/2}$	$P_{пд}$, мВт	$I_{пр}$, мкА	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
Д605	2	–	–	3,2	(14)	–	–	–	150	–	3,5	Д54
ДК-В1	50	–	–	9,8	0,8	15	–	–	0,2	–	0,7	Д57
ДК-В2	50	–	–	9,8	1,2	10	–	–	0,2	–	0,7	Д57
ДК-В3	50	–	–	3,2	0,4	15	–	–	0,02	–	0,7	Д57
ДК-В4	50	–	–	3,2	0,8	10	–	–	0,02	–	0,7	Д57
ДК-В8	50	–	–	1,8...3,2	–	1,5	3	15	0,01	–	0,7	Д57
ДК-В11	50	–	–	–	1,5	10	2,5	–	0,02	–	0,7	Д57
Д3А	50	–	–	2,9...30	–	–	2,5	22	0,02	–	0,7	Д57
Д3Б	50	–	–	2,9...30	–	–	2,5	40	0,02	–	0,7	Д57
Д602А	50	–	–	2,7...60	1,5	0,2...0,6	3,2	15	0,02	150	0,7	Д57
Д602Б	50	–	–	2,7...60	1,5	0,2...0,6	3,2	20	0,02	150	0,7	Д57
Д606	100	–	–	–	(14)	–	–	–	20	–	10	Д51
Д607	100	1	1	–	–	0,4...1,2	3	30	0,015	50	1,4	Д58
Д607А	100	1	1	–	–	0,4...1,2	3	30	0,015	50	1,4	Д58
Д608	150	1	1	–	–	0,4...1,2	3	30	0,015	50	1,4	Д58
ДК-В5М	200	–	–	3,2	0,8	10	–	–	0,02	–	2,5	Д54
ДК-В6М	200	–	–	3,2	0,8	5...25	–	–	0,02	–	2,5	Д54
ДК-В7М	200	–	–	3,2	0,4	10	–	–	0,02	–	2,5	Д54
ДК-И1М	200	–	–	9,8	0,5	–	–	–	0,02	–	2,5	Д54
ДК-И2М	200	–	–	3,2	0,2	–	–	–	0,02	–	2,5	Д54
Д603	200	1	1	6...60	4	0,3...0,9	2	45	0,004	50	3	Д54
Д608А	200	1	1	–	–	0,4...1,2	3	30	0,015	50	1,4	Д58
Д609	250	–	–	–	–	1...2	1,6	80	0,01	20	1,5	Д53
Д604	300	1	1	>2,7	2,5	0,5...0,9	1,8	35	0,01	50	3	Д54

Таблица 12.81. **Сверхвысокочастотные диоды параметрические**

Тип	$P_{рас, и max}$, Вт	λ, см	$U_{проб}$, В	$I_{обр}$, мкА	τ, пс	$U_{обр}$, В	f, ГГц	$C_{пер}$, пФ	$C_{кор}$, пФ	$L_д$, нГц	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
АА410А	0,1	–	6	5	0,8	2	8,6	0,55...0,85	0,2...0,29	0,2	0,05	Д59
АА410Б	0,1	–	6	5	0,6	2	8,6	0,5...0,8	0,2...0,29	0,2	0,05	Д59
АА410В	0,1	–	6	5	0,4	2	8,6	0,6...0,8	02...0,29	0,2	0,05	Д59
АА410Г	0,1	–	6	5	0,6	2	8,6	0,4...0,6	0,2...0,29	0,2	0,05	Д59
АА410Д	0,1	–	6	5	0,4	2	8,6	0,42...0,56	0,2...0,29	0,2	0,05	Д59
АА410Е	0,1		6	5	0,3	2	8,6	0,4...0,6	0,2...0,29	0,2	0,05	Д59
ГА402А	2,5	3...6	–	0,5	1,2	10	2±0,2	0,3	0,23...0,29	2	0,6	Д60
ГА402Б	2,5	3...6	–	0,5	0,9	10	2±0,2	0,16	0,23...0,29	2	0,6	Д60
ГА402В	2,5	3...6	–	0,5	0,75	10	2±0,2	0,13...0,3	0,23...0,29	2	0,6	Д60
ГА402Г	2,5	3...6	–	0,5	0,75	10	2±0,2	0,16	0,23...0,29	2	0,6	Д60
ГА401	5	6...60	20	0,5	2,2	10	2±0,2	0,45...0,87	0,18...0,25	2	0,7	Д61
ГА401А	5	6...60	20	0,5	2	10	2±0,2	0,36...0,55	0,18...0,25	2	0,7	Д61
ГА401Б	5	6...60	20	0,5	2,2	10	2±0,2	0,26...0,44	0,18...0,25	2	0,7	Д61
ГА401В	5	6...60	20	0,5	1,7	10	2±0,2	0,12...0,13	0,18...0,25	2	0,7	Д61
ГА403А	15	–	50	2	2	20	2±0,2	0,32...0,5	0,2...0,25	1...2	0,7	Д61
ГА403Б	15	–	50	1	1,6	20	2±0,2	0,26...0,4	0,2...0,25	1...2	0,7	Д61
ГА403В	15	–	50	1	1,6	20	2±0,2	0,18...0,3	0,2...0,25	1...2	0,7	Д61
ГА403Г	15	–	50	1	1,6	20	2±0,2	0,08...0,22	0,2...0,25	1...2	0,7	Д61
ГА403Д	15	–	50	1	1,3	20	2±0,2	0,08...0,22	0,2...0,25	1...2	0,7	Д61

Таблица 12.82. **Сверхвысокочастотные диоды переключательные и ограничительные**

Тип	$P_{пд, и\,max}$, Вт ($P_{пд}$, Вт), [$P_{ком}$, кВт]	$P_{рас}$, Вт ($P_{рас, и}$, кВт)	λ, см	$U_{обр\,max}$ ($U_{проб}$), В	$I_{пр\,max}$, мА	$L_{пр}$, дБ ($r_{пр}$, Ом)	$K_д$ ($L_д$, нГц)	$Q_{нк}$, нКл ($t_{пер}$, нс)	$t_{обр, вос}$, мкс ($F_{крит}$, ГГц)	$C_д$, пФ ($C_{кор}$, пФ)	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
ГА501А	2,5	0,1	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА501Б	2,5	0,1	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА501В	2,5	0,05	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА501Г	2,5	1	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА501Д	2,5	1	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА501Е	2,5	1	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА501Ж	2,5	0,001	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА501И	2,5	0,001	3,2...3,9	(19)	–	0,8	150	–	–	(0,12...0,18)	0,6	Д62
ГА504А	(2,5)	0,5	3,9	50	50	0,5	500	(40)	–	0,5...0,8	1	Д63
ГА504Б	(2,5)	0,5	3,9	50	50	0,8	200	(40)	–	0,5...0,8	1	Д63
ГА504В	(2,5)	0,5	3,9	50	50	1	100	(40)	–	0,45...1	1	Д63
КА510А	40	1	7	25	200	(1,5)	(0,8)	10	0,23	0,7...1,4	0,15	Д64
КА510Б	40	1	7	25	200	(1,5)	(0,8)	10	0,23	1,2...2,4	0,15	Д64
КА510В	40	1	7	25	200	(1,5)	(0,8)	10	0,23	2,2...3,4	0,15	Д64
КА510Г	40	1	7	25	200	(2,5)	(0,8)	10	0,23	0,6	0,15	Д64
КА510Д	40	1	7	25	200	(2,5)	(0,8)	10	0,23	1,2...2,4	0,15	Д64
КА510Е	40	1	7	25	200	(2,5)	(0,8)	10	0,23	3,6	0,15	Д64
КА507А	–	5	7	200	200	1,5	–	200	(200)	0,8...1,2	1,3	Д56
КА507Б	–	5	7	200	200	1,5	–	200	(200)	0,8...1,2	1,3	Д56
КА507В	–	5	7	200	200	2,5	–	200	(200)	0,8...1,2	1,3	Д56
КА509А	–	2	7	150	100	(1,5)	–	25	(150)	0,9...1,2	1,3	Д56
КА509Б	–	–	7	150	100	(1,5)	–	25	(150)	0,7...1	1,3	Д56
КА509В	–	–	7	150	100	(2,5)	–	25	(100)	0,5...1,2	1,3	Д56
КА520А	–	4 (10)	7	300	200	(2)	(0,45)	300	(200)	0,4...1	1,3	Д56
КА520Б	–	4 (10)	7	300	200	(3)	(0,45)	300	(150)	0,4...1	1,3	Д56
КА528АМ	–	5 (1,5)	7	250	500	(0,5)	–	900	(200)	1,4...2,4	0,5	Д56
КА528БМ		5 (1,5)	7	250	500	(0,5)	–	900	(200)	2,2...3	0,5	Д56
КА528ВМ		5 (1,5)	7	250	500	(0,7)	–	1000	(40)	3,5	0,5	Д56
КА537А	–	20 (100)	–	300	500	(0,5)	(2,0)	1000	(200)	3	2	Д14
КА542А	–	4 (10)	–	400	200	(1,7)	(0,5)	300	(250)	1	0,5	Д56

Таблица 12.83. **Сверхвысокочастотные диоды умножительные**

Тип	$P_{СВЧ\,max}$ ($P_{пд\,max}$), мВт	λ, см	$f_{пред}$, ГГц	$U_{обр}$ ($U_{проб}$), В	$I_{обр}$, мкА	$t_{вос, обр}$ ($t_{выкл}$), нс	$C_д$, пФ	$L_д$, нГц	$C_{кор}$ ($C_{пер}$), пФ	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
АА603В	0,16	3	200	10	–	–	0,5...1,2	–	–	0,65	Д65
АА603Г	0,25	3	250	15	–	–	0,5...1,2	–	–	0,65	Д65
АА603А	0,4	3	100	20	–	–	0,5...1,5	–	–	0,65	Д65
АА603Б	0,4	3	150	20	–	–	0,5...1,2	–	–	0,65	Д65
КА602Д	0,5	–	60	(30)	–	–	1...1,3	–	0,5...0,7	2,5	Д66
КА602Е	0,5	–	20	(30)	–	–	3,5...4,7	–	0,5...0,7	2,5	Д66
КА602Г	0,7	–	50	(45)	–	–	1,2...1,7	–	0,5...0,7	2,5	Д66
КА605Б	0,7	3	130	30	100	–	0,55...0,95	0,7	0,2...0,3	0,2	Д67
КА605В	0,7	3	130	30	100	–	0,5...1,5	0,7	0,2...0,3	0,2	Д67
КА602В	1	–	35	(45)	–	–	1,7...2,7	–	0,5...0,7	2,5	Д66
КА605А	1	3	100	30	100	–	0,85...1,45	0,7	0,2...0,3	0,2	Д67
АА607А	1	2	100	30	100	–	0,8...1,9	1,5	0,25...0,35	0,65	Д65
КА609Б	1	3	150	40	100	(0,25)	0,8...1,3	–	0,2...0,3	0,2	Д67
КА609В	1	3	100	40	100	(0,3)	0,8...1,8	–	0,2...0,3	0,2	Д67
КА612А	1	7	60	45	100	–	1...2		(0,1...0,3)	0,18	Д64
КА602Б	1,5	–	25	(60)	–	–	2,7...4,7	–	0,5...0,7	2,5	Д66
КА609А	2	3	150	40	100	(0,25)	1,1...1,8	–	0,2...0,3	0,2	Д67
КА612Б	2	7	40	60	100	–	2...4	–	(0,1...0,3)	0,18	Д64
КА602А	2,5	–	15	(60)	–	–	4,7...8,7	–	0,5...0,7	2,5	Д66
КА608А	4	3	60	45	100	(1)	1,25...3,5	1,5	0,45	0,3	Д68
КА613Б	6	–	25	70	0,1	(3)	3...5	5	(0,85)	2	Д69
КА613А	10	–	10	80	0,1	(3)	4...8	5	(0,85)	2	Д69
Д501	(100)	25,6	–	–	–	–	–	–	–	3,5	Д54
КА611А	100	3	–	50	10	–	3,1...4,7	1	0,18...0,25	0,1	Д70
КА611Б	100	3	–	50	10	–	1,4...2,2	1	0,18...0,25	0,1	Д70

Таблица 12.84. **Сверхвысокочастотные диоды генераторные**

Тип	$P_{вых\,min}$, мВт	$I_р$, мА	$U_{ном}$, В	$P_{рас\,max}$, Вт	$f_р$, ГГц	$U_{обр}$, В	η, %	$R_д$, Ом	$C_{кор}$, пФ	$L_д$, нГц	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
АА707Е	0,1	70…140	33…50	–	15,1…16,7	–	4…8	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707Г	0,2	60…140	35…60	–	12,4…13,7	–	5…10	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707Д	0,2	70…140	35…60	–	13,7…15,1	–	5…10	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707Ж	0,2	20…45	65…85	–	8,3…9,2	–	10…14	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707И	0,2	25…50	60…80	–	9,2…10,3	–	10…14	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707К	0,2	25…60	50…70	–	10,3…11,5	–	10…14	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707А	0,5	50…100	65…85	–	8,3…9,2	–	7…14	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707Б	0,5	60…120	60…80	–	9,2…10,3	–	7…14	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА707В	0,5	70…140	50…70	–	10,3…11,5	–	7…14	–	0,4	0,3	0,1	Д71
АА703А	10	270	8,5	–	–	8,5	–	3…20	–	1,7	0,65	Д65
АА719А	10	1000	5	6,5	17,44…25,9	5,2	–	0,4…5	–	–	0,15	Д71
АА720А	10	1300	4	6,5	25,86…39,64	4,2	–	0,32…3,8	–	–	0,15	Д72
АА721А	10	370	9…12	6,5	3,86…5,96	1,25	–	3…15	–	–	0,15	Д71
АА722А	10	370	8…11	6,5	5,6…8,25	11,5	–	3…15	–	–	0,15	Д71
АА723А	10	400	7…9	6,5	8,15…12,42	9,5	–	2,5…11	–	–	0,15	Д71
АА724А	10	420	5…7	6,5	11,71…17,85	7,5	–	1,5…10	–	–	0,15	Д71
АА703Б	20	320	8,5	–	–	8,5	–	3…20	–	1,7	0,65	Д65
АА705А	20	280	10	2,8	–	10	–	3…15	–	–	0,65	Д65
АА718А	25	1000	5,5	–	17,44…20	5,7	–	0,4…5	0,5	0,35	0,1	Д72
АА718Б	25	1000	5	–	20…23	5,2	–	0,4…5	0,5	0,35	0,1	Д72
АА718В	25	1000	5	–	23…26	5,2	–	0,4…5	0,5	0,35	0,1	Д72
АА718Г	25	1200	4	–	26…29,2	4	–	0,5…4	0,5	0,35	0,1	Д72
АА718Д	25	1200	4	–	29…32,2	4	–	0,5…4	0,5	0,35	0,1	Д72
АА718Е	25	1200	4	–	32…35,5	4	–	0,5…4	0,5	0,35	0,1	Д72
АА718Ж	25	1200	4	–	35…37,5	4	–	0,5…4	0,5	0,35	0,1	Д72
АА718И	25	1200	4	–	37,3…40,25	4	–	0,5…4	0,5	0,35	0,1	Д72
АА733А	25	1200	6,3	7	17,44…25,95	6,4	–	0,4…5	–	–	0,15	Д72
АА727Г	25	1500	2,4…3,1	–	47…53,57	3,2	0,3…3	0,3…2	0,5	0,35	0,13	Д72
АА705Б	50	300	10	3	–	10	–	3…15	–	–	0,65	Д65
АА727Б	50	1500	3…4	–	37,5…42	4,2	0,9…4	0,3…2	0,5	0,35	0,13	Д72
АА727В	50	1500	2,5…3,5	–	42…47	3,6	0,5…3,5	0,3…2	0,5	0,35	0,13	Д72
АА728А	50	1500	3…4,5	–	25,86…29,3	5	–	0,3…1,5	0,5	0,35	0,1	Д72
АА728Б	50	1500	3…4,5	–	29…33,33	5	–	0,3…1,5	0,5	0,35	0,1	Д72
АА728В	50	1500	3…4,5	–	33…37,5	5	–	0,3…1,5	0,5	0,35	0,1	Д72
АА728Г	50	1500	3…4,5	–	25,86…37,5	5	–	0,3…1,5	0,5	0,35	0,1	Д72
АА727А	75	1700	3…4	–	37,5…42	4,2	0,5…3,5	0,3…1,6	0,5	0,35	0,13	Д72
АА715А	100	1200	9,5	–	8…9,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715В	100	1200	9,5	–	9…10,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715Е	100	1200	9,5	–	10…11,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715К	100	1200	9,5	–	11…12,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА726А	100	2000	8	17	12,05…13,5	8,5	–	0,3…2,5	0,45	0,25	0,15	Д71
АА726Б	100	2000	8	17	13,5…15	8,5	–	0,3…2,5	0,45	0,25	0,15	Д71
АА726В	100	2000	8	17	15…16,7	8,5	–	0,3…2,5	0,45	0,25	0,15	Д71
АА716А	150	2000	6,3	–	18…20	6,4	–	0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА716В	150	2000	6,3	–	20…22	–	–	0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА716Д	150	2000	6,3	–	22…24	–	–	0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА716Ж	150	2000	6,3	–	22…25,86	–	–	0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА715Б	200	1300	9,5	–	8…9,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715Г	200	1300	9,5	–	9…10,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715Ж	200	1300	9,5	–	10…11,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715Л	200	1300	9,5	–	11…12,5	–	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА725А	200	1500	11	–	5…6	11,2	–	0,6…3	0,45	0,25	0,15	Д71
АА725Б	200	1500	11	–	6…7	11,2	–	0,6…3	0,45	0,25	0,15	Д71
АА725В	200	1500	11	–	7…8,25	11,2	–	0,6…3	0,45	0,25	0,15	Д71
АА726Г	200	2000	8	17	12,05…13,5	8,5	–	0,3…2,5	0,45	0,25	0,15	Д71
АА726Д	200	2000	8	17	13,5…15	8,5	–	0,3…2,5	0,45	0,25	0,15	Д71
АА716Б	250	2000	6,3	–	18…20	–	–	0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА716Г	250	2000	6,3	–	20…22	–	–	0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА716Е	250	2000	6,3	–	22…24	–		0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА716И	250	2000	6,3	–	22…25,86	–		0,29	0,5	0,5	0,17	Д73
АА715Д	300	1500	9,5	–	9…10,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715И	300	1500	9,5	–	10…11,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА715М	300	1500	9,5	–	11…12,5	9,5	1,5	0,6…2,5	0,5	0,5	0,15	Д71
АА725Г	300	2000	11	–	5…6	11,2	–	0,6…3	0,45	0,25	0,15	Д71
АА725Д	300	2000	11	–	6…7	11,2	–	0,6…3	0,45	0,25	0,15	Д71
АА725Е	300	2000	11	–	7…8,25	11,2	–	0,6…3	0,45	0,25	0,15	Д71

Таблица 12.85. **Выпрямительные блоки и сборки**

Тип	$I_{пр,ср}$, А	$I_{пр.и}$, А	$U_{обр,и}$, В	$U_{кз}$, В	$I_{кз}$, А	$I_{хх}$, мкА	$U_{хх}$, В	$U_{пр}$, В	$\Delta U_{пр}$, В	$I_{обр,ср}$, мкА	$t_{вос,обр}$, мкс	f, кГц	Число диодов	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
КДС526А	0,02	0,05	15	–	–	–	–	1,1	–	–	5	–	4	0,3	Д74
КДС526Б	0,02	0,05	15	–	–	–	–	1,1	–	–	5	–	4	0,3	Д74
КДС526В	0,02	0,05	15	–	–	–	–	1,1	–	–	5	–	2	0,3	Д74
КДС525А	0,02	0,2	20	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	10	0,7	Д75
КДС525Б	0,02	0,2	20	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	10	0,7	Д75
КДС525В	0,02	0,2	20	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	8	0,7	Д75
КДС525Г	0,02	0,2	20	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	8	0,7	Д75
КДС525Д	0,02	0,2	20	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	8	0,7	Д75
КДС525Е	0,02	0,2	40	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	10	0,7	Д75
КДС525Ж	0,02	0,2	40	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	10	0,7	Д75
КДС525И	0,02	0,2	40	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	8	0,7	Д75
КДС525К	0,02	0,2	40				–	0,9	–	1	5	–	8	0,7	Д75
КДС525Л	0,02	0,2	40	–	–	–	–	0,9	–	1	5	–	8	0,7	Д75
КДС523А	0,02	0,2	70	–	–	–	–	1	5	5	4	–	2	0,12	Д76
КДС523Б	0,02	0,2	70	–	–	–		1	20	5	4	–	2	0,12	Д76
КДС523В	0,02	0,2	70	–	–	–	–	1	10	5	4	–	4	0,24	Д77
КДС523Г	0,02	0,2	70	–	-	–	–	1	20	5	4	–	4	0,24	Д77
КДС523АМ	0,02	0,2	70	–	–	–	–	1	5	5	4	–	2	0,12	Д78
КДС523БМ	0,02	0,2	70	–	–	–	–	1	20	5	4	–	2	0,12	Д78
КДС523ВМ	0,02	0,2	70	–	–	–	–	1	10	5	4	–	4	0,24	Д79
КДС523ГМ	0,02	0,7	70	–	–	–	-	1	20	5	4	–	4	0,24	Д79
КД903А	0,075	0,35	30	-	–	–	–	1,2	–	0,5	150	–	8	0,5	Д80
КД903Б	0,075	0,35	30	–	–	–	–	1,2	–	0,5	150	–	8	0,5	Д80
КД909А	0,2	1,5	40	-	-		–	1,2	–	10	0,07	–	8	0,58	Д80
КДС627А	0,2	1,5	60	–	–	–	–	1,3	–	2	40	–	8	0,6	Д81
КДС111А	0,2	3	300	–	–	–	–	1,2	–	3	–	20	2	0,3	Д82
КДС111Б	0,2	3	300	–	–	–	–	1,2	–	3	–	20	2	0,3	Д82
КДС111В	0,2	3	300	–	–	–	–	1,2	–	3	–	20	2	0,3	Д82
КЦ401А	0,4	–	500	–	–	–	–	2,5	–	100	–	1	3	90	Д83
КЦ401Г	0,5	–	500	–	–	–	–	2,5	–	100	–	1	4	110	Д84
КЦ402И	0,6	–	500	4	0,6	125	500	–	–	–	–	5	4	7,0	Д85
КЦ403И	0,6	–	500	4	0,6	125	500	–	–	–	–	5	8	15	Д86
КЦ404И	0,6	–	500	4	0,6	125	500	–	–	–	–	5	8	15	Д87
КЦ405И	0,6	–	500	4	0,6	125	500	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ402Ж	0,6	–	600	4	0,6	125	600	–	–	–	–	5	4	7	Д85
КЦ403Ж	0,6	–	600	4	0,6	125	600	–	–	–	–	5	8	15	Д86
КЦ404Ж	0,6		600	4	0,6	125	600	–	–	–	–	5	8	15	Д87
КЦ405Ж	0,6	–	600	4	0,6	125	600	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ412А	1	15	50	1,2	0,5	–	–	–	–	50	–	–	4	6	Д89
КЦ412Б	1	15	100	1,2	0,5	-	–	–	–	50	–	–	4	6	Д89
КЦ402Е	1	–	100	4	1	125	100	–	–	–	–	5	4	7	Д85
КЦ403Е	1	–	100	4	1	125	100	–	–	–	–	5	8	15	Д86
КЦ404Е	1	–	100	4	1	125	100	–	–	–	–	5	8	15	Д87
КЦ405Е	1	–	100	4	1	125	100	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ412В	1	15	200	1,2	0,5	–	–	–	–	50	–	–	4	6	Д89
КЦ402Д	1		200	4	1	125	200		–	–	–	5	4	7	Д85
КЦ403Д	1	–	200	4	1	125	200	–	–	–	–	5	8	15	Д86
КЦ404Д	1	–	200	4	1	125	200	–	–	–	–	5	8	15	Д87
КЦ405Д	1	-	200	4	1	125	200	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ417В	1	4	200	3	1	15	200	–	–	–	–	5	4	3,5	Д90
КЦ402Г	1	–	300	4	1	125	300	–	–	–	–	5	4	7	Д85
КЦ403Г	1	–	300	4	1	125	300	–	–	–	–	5	8	15	Д86
КЦ404Г	1	–	300	4	1	125	300	–	–	–	–	5	8	15	Д87
КЦ405Г	1	–	300	4	1	125	300	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ402В	1	–	400	4	1	125	400	–	–	–	–	5	4	7	Д85
КЦ403В	1	–	400	4	1	125	400	–	–	–	–	5	8	15	Д86
КЦ404В	1	–	400	4	1	125	400	–	–	–	–	5	8	15	Д87
КЦ405В	1	–	400	4	1	125	400	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ417Б	1	4	400	3	1	15	400	-	–	–	–	5	4	3,5	Д90
КЦ402Б	1	–	500	4	1	125	500	–	–	–	–	5	4	7	Д85
КЦ403Б	1	–	500	4	1	125	500	–	–	–	–	5	8	15	Д86

Окончание табл. 12.85

Тип	$I_{пр,ср}$, А	$I_{пр,и}$, А	$U_{обр,и}$, В	$U_{кз}$, В	$I_{кз}$, А	$I_{хх}$, мкА	$U_{хх}$, В	$U_{пр}$, В	$\Delta U_{пр}$, В	$I_{обр,ср}$, мкА	$t_{вос,обр}$, мкс	f, кГц	Число диодов	Масса, г	Корпус (рис. 12.45)
КЦ404Б	1	–	500	4	1	125	500	–	–	–	–	5	8	15	Д87
КЦ405Б	1	–	500	4	1	125	500	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ402А	1	–	600	4	1	125	600	–	–	–	–	5	4	7	Д85
КЦ403А	1	–	600	4	1	125	600	–	–	–	–	5	8	15	Д86
КЦ404А	1	–	600	4	1	125	600	–	–	–	-	5	8	15	Д87
КЦ405А	1	–	600	4	1	125	600	–	–	–	–	5	4	20	Д88
КЦ417А	1	4	600	3	1	15	600	–	–	–	–	5	4	3,5	Д90
КЦ410А	3	45	50	1,2	3	–	–	–	–	10	–	–	4	20	Д91
КЦ410Б	3	45	100	1,2	3	–	–	–	–	10	–	–	4	20	Д91
КЦ409Е	3		100	2,5	3	3	100	–	–	–	–	1	6	50	Д92
КЦ410В	3	45	200	1,2	3	–	–	–	–	10	–	–	4	20	Д91
КЦ409Д	3	–	200	2,5	3	3	200	–			–	1	6	50	Д92
КЦ409Г	3	–	300	2,5	3	3	300				–	1	6	50	Д92
КЦ409В	3	–	400	2,5	3	3	400			–	–	1	6	50	Д92
КЦ409Б	3	–	500	2,5	3	3	500	–	–	–	–	1	6	50	Д92
КЦ409А	3	–	600	2,5	3	3	600	–	–	–	–	1	6	50	Д92
КЦ409И	6	–	100	2,5	6	3	100	–	–	–	–	1	6	50	Д92
КЦ409Ж	6	–	200	2,5	6	3	200	–	–	–	–	1	6	50	Д92

Таблица 12.86. **Выпрямительные столбы**

Тип	$I_{пр,ср}$, мА	$I_{пр,и}$, А	$U_{обр,п}$, ($U_{обр}$), кВ	$U_{пр,ср}$, В		$I_{обр,ср}$, мкА		$t_{вос,обр}$, мкс			f, кГц	Масса, г	Корпус (рис. 12.18)
					$I_{пр,ср}$, мА		$U_{обр}$, кВ		$I_{пр}$, мА ($I_{пр,и}$, А)	$U_{обр}$ ($U_{обр,и}$), В			
КЦ106А	10	1	(4)	35	10	5	4	3,5	20	(500)	20	2,5	Д93
КЦ106Б	10	1	(6)	35	10	5	6	3,5	20	(500)	20	2,5	Д93
КЦ106В	10	1	(8)	35	10	5	8	3,5	20	(500)	20	2,5	Д93
КЦ106Г	10	1	(10)	35	10	5	10	3,5	20	(500)	20	2,5	Д93
КЦ106Д	10	1	(2)	35	10	5	2	3,5	20	(500)	20	2,5	Д93
Д1005А	50	–	4	5	50	100	4	–	–	–	1	35	Д94
Д1008	50	–	10	10	100	100	10	–	–	–	1	60	Д95
КЦ105Д	50	–	10	7	50	100	(10)	3	(1)	(30)	1	15	Д96
Д1007	75	–	8	10	100	100	8	–	–	–	1	60	Д95
КЦ105Г	75	–	8	7	75	100	(8)	3	(1)	(30)	1	15	Д96
Д1004	100	–	2	5	100	100	2	–	–	–	1	35	Д94
Д1005Б	100	–	4	10	100	100	4	–	–	–	1	60	Д95
Д1006	100	–	6	10	100	100	6	–	–	–	1	60	Д95
КЦ105В	100	–	6	7	100	100	(6)	3	(1)	(30)	1	15	Д96
Д1011А	300	–	0,5	1,5	300	100	(0,5)	–	–	–	1	53	Д97
Д1009А	300	–	1	1,5	300	100	(1)	–	–	–	1	53	Д97
Д1009	300	–	2	2,6	300	100	(2)	–	–	–	1	53	Д98
КЦ109А	300	1	6	7	300	10	6	1,5	300	(6000)	–	25	Д99
КЦ201А	500	–	2	3	500	100	(2)	–	–	–	1	40	Д100
КЦ201Б	500	–	4	3	500	100	(4)	–	–	–	1	40	Д100
КЦ201В	500	–	6	6	500	100	(6)	–		–	1	70	Д94
КЦ201Г	500	–	8	6	500	100	(8)	–	–	–	1	70	Д94
КЦ201Д	500	–	10	6	500	100	(10)	–	–	–	1	70	Д94
КЦ201Е	500	–	15	10	500	100	(15)	–	–	–	1	90	Д101

рямительных столбов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.86.

12.11. ТИРИСТОРЫ

Тиристор–полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три или более p-n-переходов, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот. В зависимости от характера ВАХ и способа управления тиристоры подразделяются на динисторы, триодные тиристоры, не проводящие в обратном направлении, запираемые тиристоры, симметричные тиристоры, оптронные тиристоры.

Динистор (диодный тиристор) имеет два вывода и переключается в открытое состояние импульсами напряжения заданной амплитуды.

Триодный тиристор, не проводящий в обратном направлении (тиристор), включается импульсами тока управления, а выключается либо подачей обратного напряжения, либо прерыванием тока в открытом состоянии.

Запираемый тиристор выключается с помощью импульсов тока управления.

Симистор (симметричный тиристор) является эквивалентом встречно-параллельного соединения двух тиристоров и способен пропускать ток в открытом состоянии как в прямом, так и в обратном направлениях. Включается симистор одно- и разнополярными импульсами тока управления.

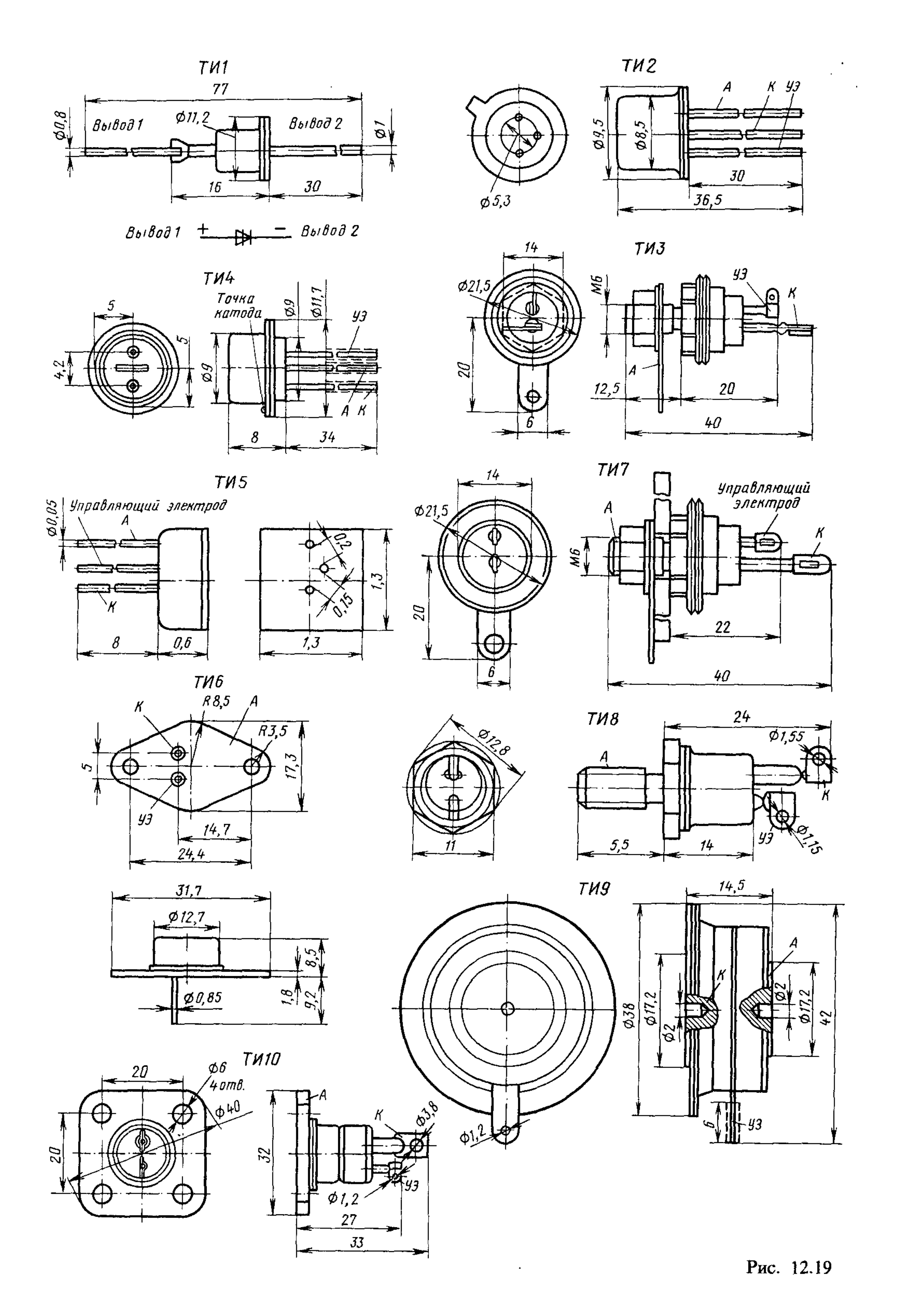
Оптронный тиристор (оптотиристор) управляется с помощью светового сигнала от светодиода, расположенного внутри корпуса прибора.

Габаритные и присоединительные размеры тиристоров, приведенных в справочнике, даны на рис. 12.19. Основные параметры различных видов тиристоров приведены в табл. 12.87 (буквенные обозначения параметров даны в соответствии с ГОСТ 20332–84 «Тиристоры. Термины, определения и буквенные обозначения параметров»), где $I_{ос,\, ср\, max}$–максимально допустимый средний ток в открытом состоянии; $I_{ос,\, д\, max}$–максимально допустимый действующий ток в открытом состоянии (для симисторов); $I_{з,и}$–запираемый импульсный ток (для запираемых тиристоров); $I_{ос.п}$–повторяющийся импульсный ток в открытом состоянии: наибольшее мгновенное значение тока в открытом состоянии тиристора, включая все повторяющиеся переходные токи; $U_{зс,п}$–повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии: наибольшее мгновенное значение напряжения в закрытом состоянии, прикладываемого к тиристору, включая только повторяющиеся переходные напряжения; $U_{зс\, max}$–максимально допустимое постоянное напряжение в закрытом состоянии; $U_{от}$–наименьшее значение прямого напряжения, необходимое для переключения динистора из закрытого состояния в открытое; $U_{обр,п}$–повторяющееся импульсное обратное напряжение: наибольшее мгновенное значение обратного напряжения, прикладываемого к тиристору, включая только повторяющиеся переходные напряжения; $U_{обр\, max}$–максимально допустимое постоянное обратное напряжение; $I_{ос,\, удр}$–ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии: наибольший импульсный ток в открытом состоянии, протекание которого вызывает превышение максимально допустимой температуры перехода, но воздействие которого за время службы тиристора предполагается редким, с ограниченным числом повторений; $U_{ос,\, и}$–импульсное напряжение в открытом состоянии: наибольшее мгновенное значение напряжения в открытом состоянии, обусловленное импульсным током в открытом состоянии заданного значения; $U_{ос}$–постоянное напряжение в открытом состоянии; $I_{зс,\, п}$–повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии: импульсный ток в закрытом состоянии, обусловленный повторяющимся напряжением; $I_{зс}$–постоянный ток в закрытом состоянии; $I_{обр,\, п}$–повторяющийся импульсный обратный ток: импульсный обратный ток, обусловленный повторяющимся импульсным обратным напряжением; $I_{обр}$–постоянный обратный ток; $I_{у,\, от}$–отпирающий постоянный ток управления: наименьший постоянный ток управления, необходимый для включения тиристора; $U_{у,\, от}$–отпирающее постоянное напряжение управления: напряжение управления, соответствующее $I_{у,\, от}$; $I_{у,\, от,\, и}$ отпирающий импульсный ток управления; $U_{у,\, от,\, и}$–отпирающее импульсное напряжение управления; $I_{у,\, з,\, и}$–запирающий импульсный ток управления: наименьший импульсный ток управления, необходимый для выключения тиристора; $U_{у,\, з,\, и}$–запирающее импульсное напряжение управления; $di_{ос}/dt$–скорость нарастания тока в открытом состоянии; $(du_{зс}/dt)_{кр}$–критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии: наибольшее значение скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии, которое не вызывает переключения тиристора из закрытого состояния в открытое; $(du_{зс}/dt)_{ком}$–критическая скорость нарастания коммутационного напряжения: наибольшее значение скорости нарастания основного напряжения, которое непосредственно после нагрузки током в открытом состоянии в противоположном направлении не вызывает переключения симистора из закрытого состояния в открытое; $t_{вкл}$–время включения; $t_{нр}$–время нарастания; $t_{выкл}$–время выключения; f_{max}–максимально допустимая частота следования тока; $R_{T(п-к)}$–тепловое сопротивление переход–корпус; $R_{T(п-с)}$–тепловое сопротивление переход–среда.

12.12. ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярный транзистор–полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими переходами и тремя или более выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда. Работа биполярного транзистора зависит от носителей обеих полярностей.

Полевой транзистор–полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал и управляемый электрическим полем. Действие полевого транзистора вызвано носителями заряда одной полярности.



ТИ1
77
Ф0,8
Вывод 1
Ф11,2
Вывод 2
Ф1
16
30
Вывод 1
Вывод 2
ТИ2
А
К
УЭ
Ф9,5
Ф8,5
30
36,5
Ф5,3
ТИ4
Точка катода
Ф9
Ф11,7
УЭ
5
4,2
А
К
8
34
ТИ3
14
Ф21,5
М6
УЭ
К
А
20
6
12,5
40
ТИ5
Ф0,05
Управляющий электрод
А
К
8
0,6
1,3
ТИ7
Управляющий электрод
А
К
М6
22
40
ТИ6
К
R8,5
А
R3,5
5
17,3
УЭ
14,7
24,4
Ф12,8
11
ТИ8
24
Ф1,55
А
К
УЭ
5,5
14
31,7
Ф12,7
8,5
1,8
9,2
Ф0,85
ТИ9
14,5
Ф38
Ф17,2
Ф2
42
6
УЭ
Ф1,2
ТИ10
20
Ф6
4 отв.
Ф40
32
Ф3,8
Ф1,2
27
33

Рис. 12.19

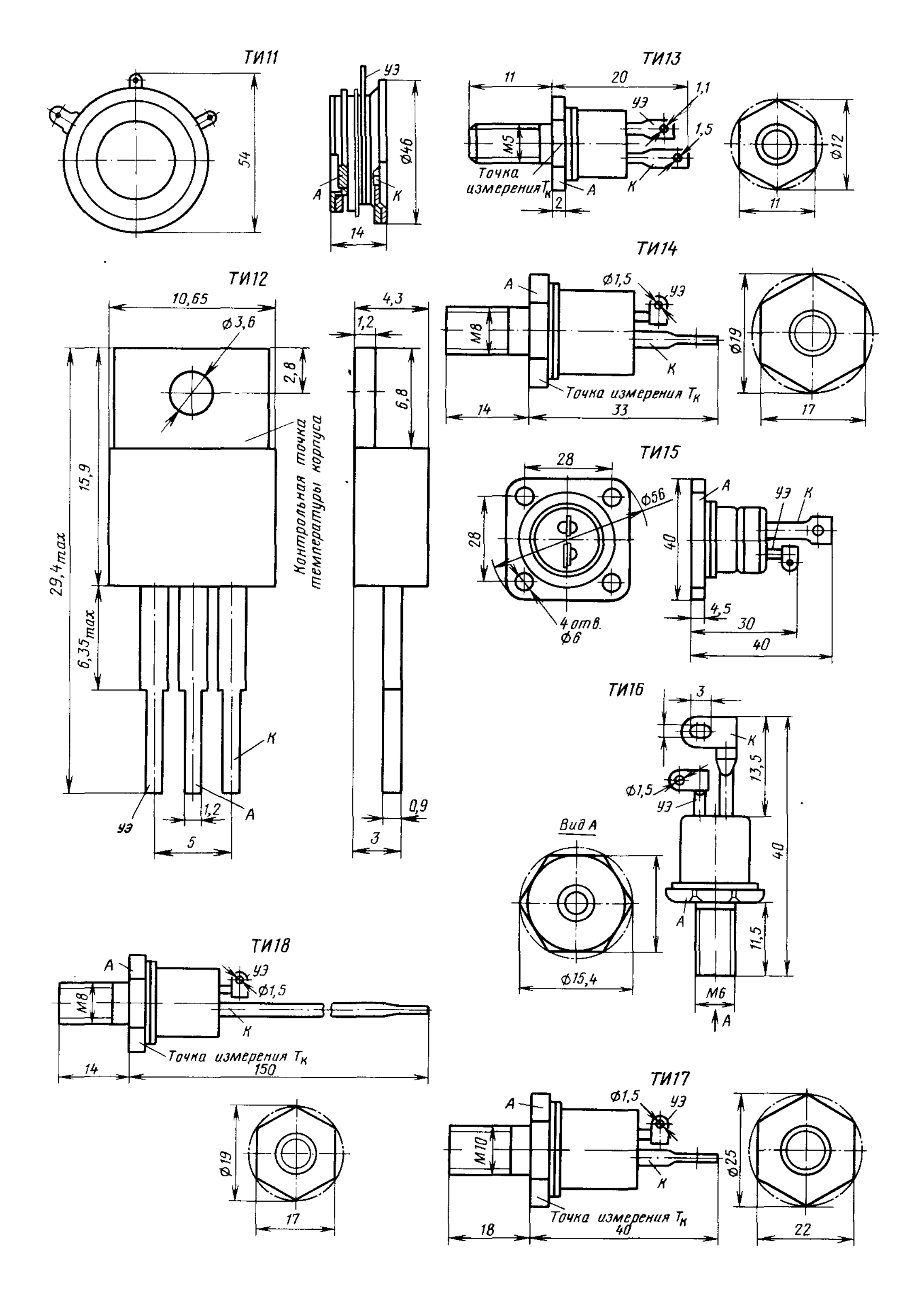


Рис. 12.19 (продолжение)

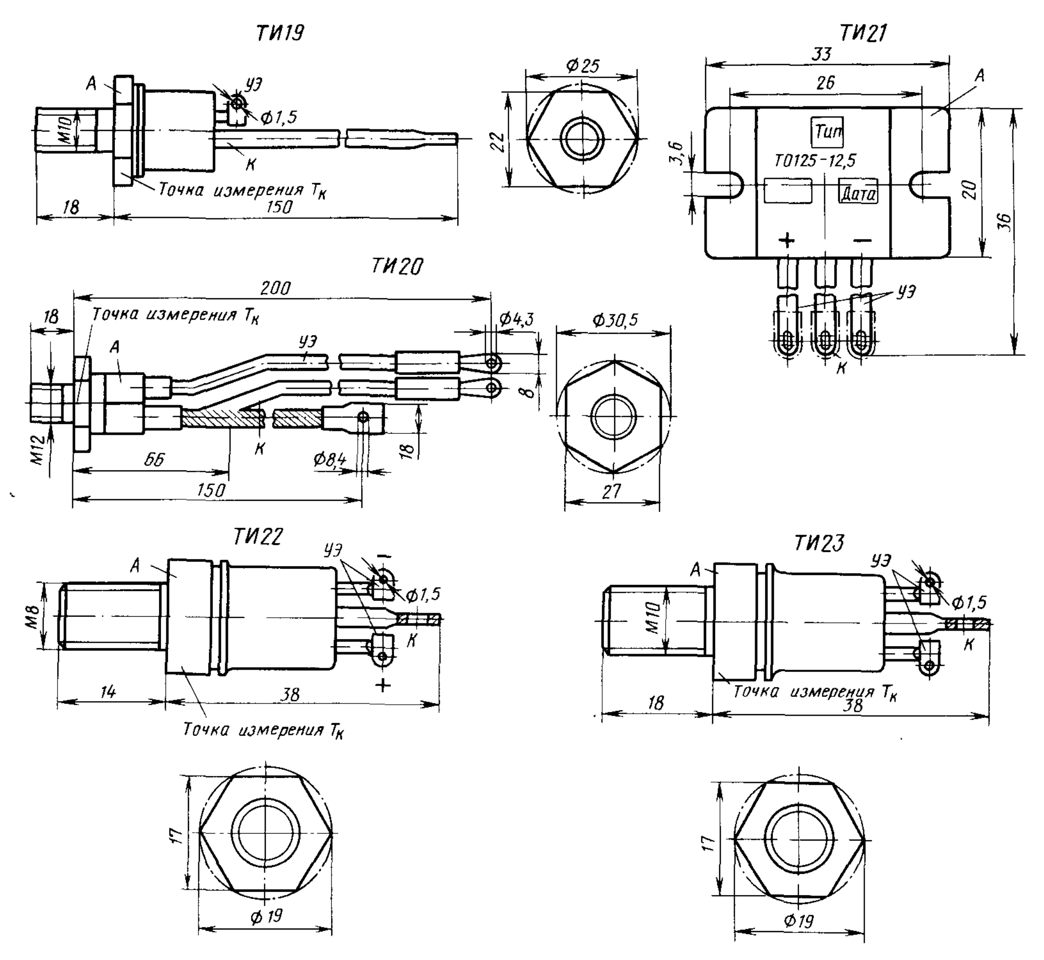


Рис. 12.19. (Окончание)

Основные параметры низкочастотных, высокочастотных и СВЧ биполярных маломощных и мощных транзисторов, полевых транзисторов и транзисторных сборок приведены в табл. 12.88–12.95. Габаритные и присоединительные размеры транзисторов, приведенных в справочнике, даны на рис. 12.20. Буквенные обозначения параметров даны в соответствии с ГОСТ 20003-74 «Транзисторы биполярные. Термины, определения и буквенные обозначения параметров» и ГОСТ 19095-73 «Транзисторы полевые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров».

Предельно допустимые параметры режима эксплуатации

$I_{К\,max}(I_{К,\,и\,max})$ – максимально допустимый постоянный (импульсный) ток коллектора;

$P_{К\,max}(P_{К,\,и\,max})$ – максимально допустимая постоянная (импульсная) рассеиваемая мощность коллектора;

P_{max} – максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность полевого транзистора;

$U_{КЭ}$ – постоянное напряжение коллектор – эмиттер;

$U_{КЭR}$ – постоянное напряжение коллектор – эмиттер при определенном сопротивлении в цепи база – эмиттер;

$U_{КЭО\,гр}$ – граничное напряжение биполярного транзистора;

$U_{КБ\,max}$ – максимально допустимое постоянное напряжение коллектор – база;

$U_{ЭБ\,max}$ – максимально допустимое постоянное напряжение эмиттер – база;

$U_{СИ\,max}$ – максимально допустимое напряжение сток – исток;

$U_{ЗИ\,max}$ – максимально допустимое напряжение затвор – исток;

$U_{ЗС\,max}$ – максимально допустимое напряжение затвор-сток;

$I_{С\,max}$ – максимально допустимый постоянный ток стока.

Таблицы 12.87. **Тиристоры**

Тип	$I_{ос,ср\,max}$ ($I_{ос,и\,max}$) [$I_{з,и}$], А	$I_{ос,и}$, А	$U_{зс,п}$ ($U_{зс}$) [$U_{вт}$], В	$U_{обр,и}$ ($U_{обр}$), В	$I_{ос,удр}$, А $t_и = 10$ мс	$U_{ос,и}$ ($U_{ос}$), В	$I_{ос,и}$ ($I_{ос}$), А	$I_{зс,п}$ ($I_{зс}$), мА	$I_{обр,п}$ ($I_{обр}$), мА
									Динисторы
КН102А	0,2	10	[20]	(10)	—	(1,5)	(0,2)	(0,08)	(0,5)
КН102Б	0,2	10	[28]	(10)	—	(1,5)	(0,2)	(0,08)	(0,5)
КН102В	0,2	10	[40]	(10)	—	(1,5)	(0,2)	(0,08)	(0,5)
КН102Г	0,2	10	[56]	(10)	—	(1,5)	(0,2)	(0,08)	(0,5)
КН102Д	0,2	10	[80]	(10)	—	(1,5)	(0,2)	(0,08)	(0,5)
КН102Ж	0,2	10	[120]	(10)	—	(1,5)	(0,2)	(0,08)	(0,5)
КН102И	0,2	10	[150]	(10)	—	(1,5)	(0,2)	(0,08)	(0,5)
									Запираемые тиристоры
КУ102А	[0,05]	5	(50)	(5)	—	(2,5)	(0,05)	(0,1)	—
КУ102Б	[0,05]	5	(100)	(5)	—	(2,5)	(0,05)	(0,1)	—
КУ102В	[0,05]	5	(150)	(5)	—	(2,5)	(0,05)	(0,1)	—
КУ102Г	[0,05]	5	(200)	(5)	—	(2,5)	(0,05)	(0,1)	—
КУ204А	[2]	12	(50)	(40)	—	(3,2)	(2)	(5)	—
КУ204Б	[2]	12	(100)	(40)	—	(3,2)	(2)	(5)	—
КУ204В	[2]	12	(200)	(40)	—	(3,2)	(2)	(5)	—
									Незапираемые тиристоры
КУ103А	—	0,001	(150)	(150)	—	3	0,001	(0,15)	(1)
КУ103В	—	0,001	(300)	(300)	—	3	0,001	(0,15)	(1)
КУ105А	0,05	2	(30)	(30)	—	(1,1)	(0,05)	0,001	0,003
КУ105Б	0,05	2	(15)	(15)	—	(1,1)	(0,05)	0,001	0,003
КУ105В	0,05	2	(30)	(5)	—	(1,1)	(0,05)	0,001	0,03
КУ105Г	0,05	2	(15)	(5)	—	(1,1)	(0,05)	0,001	0,03
КУ105Д	0,05	2	(30)	(30)	—	(1,1)	(0,05)	0,001	0,003
КУ105Е	0,05	2	(15)	(15)	—	(1,1)	(0,05)	0,001	0,003
КУ101А	0,075	1	(50)	(10)	—	—	—	(0,5)	(0,5)
КУ101Б	0,075	1	(50)	(50)	—	—	—	(0,5)	(0,5)
КУ101Г	0,075	1	(80)	(80)	—	—	—	(0,5)	(0,5)
КУ101Е	0,075	1	(150)	(150)	—	—	—	(0,5)	(0,5)
КУ104А	0,1	3	(15)	(6)	—	(2)	(0,1)	—	—
КУ104Б	0,1	3	(30)	(6)	—	(2)	(0,1)	—	—
КУ104В	0,1	3	(60)	(6)	—	(2)	(0,1)	—	—
КУ104Г	0,1	3	(100)	(6)	—	(2)	(0,1)	—	—
КУ111А	(0,3)	15	(400)	(100)	—	5	15	(0,5)	(0,5)
КУ111Б	(0,3)	15	(200)	(100)	—	5	15	(0,5)	(0,5)
КУ109А	1	12	700	50	—	(3,5)	(2)	0,3	—
КУ109Б	1	12	750	50	—	(3,5)	(2)	0,3	—
КУ109В	1	12	700	50	—	(3,5)	(2)	0,3	—
КУ109Г	1	12	600	50	—	(3,5)	(2)	0,3	—
Д235А	2	10	(50)	—	60	(2)	(2)	(2)	(2)
Д235Б	2	10	(100)	—	60	(2)	(2)	(2)	(2)
Д235В	2	10	(50)	(50)	60	(2)	(2)	(2)	(2)
Д235Г	2	10	(100)	(100)	60	(2)	(2)	(2)	(2)
КУ201А	(2)	30	(25)	(25)	—	(2)	(2)	(5)	(5)
КУ201Б	(2)	30	(25)	(25)	—	(2)	(2)	(5)	(5)
КУ201В	(2)	30	(50)	(50)	—	(2)	(2)	(5)	(5)
КУ201Г	(2)	30	(50)	(50)	—	(2)	(2)	(5)	(5)
КУ201Д	(2)	30	(100)	(100)	—	(2)	(2)	(5)	(5)
КУ201Е	(2)	30	(100)	(100)	—	(2)	(2)	(5)	(5)

$I_{у,от}$ ($I_{у,от,и}$) [$I_{у,з,и}$], мА	$U_{у,от}$ ($U_{у,от,и}$) [$U_{у,з,и}$], В	$U_{зс}$ ($U_{зс,и}$), В	$di_{ос}/dt$, А/мкс	$(du_{зс}/dt)_{кр}$ [$(du_{зс}/dt)_{ком}$] В/мкС	$t_{вкл}$, мкс	$t_{кр}$, мкс	$t_{выкл}$, мкс	f_{max}, кГц	$R_{T(п-к)}$ ($R_{T(п-с)}$), °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.19)
—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	2	ТИ1
—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	2	ТИ1
—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	2	ТИ1
—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	2	ТИ1
—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	2	ТИ1
—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	2	ТИ1
—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	2	ТИ1
(20) [20]	(7) [12]	10	—	200	5	—	20	—	—	1,2	ТИ2
(20) [20]	(7) [12]	10	—	200	5	—	20	—	—	1,2	ТИ2
(20) [20]	(7) [12]	10	—	200	5	—	20	—	—	1,2	ТИ2
(20) [20]	(7) [12]	10	—	200	5	—	20	—	—	1,2	ТИ2
(50) [360]	(5) [40]	20	—	20	—	4	—	10	—	12	ТИ3
(50) [360]	(5) [40]	20	—	20	—	4	—	10	—	12	ТИ3
(50) [360]	(5) [40]	20	—	20	—	4	—	10	—	12	ТИ3
—	0,4...2	(300)	—	—	—	—	—	10	—	2,5	ТИ4
—	0,4...2	(300)	—	—	—	—	—	10	—	2,5	ТИ4
(5)	(2)	10	—	10	0,1	—	1,5	—	—	0,1	ТИ5
(5)	(2)	10	—	10	0,1	—	1,5	—	—	0,1	ТИ5
(5)	(2)	10	—	10	0,1	—	1,5	—	—	0,1	ТИ5
(5)	(2)	10	—	10	0,1	—	1,5	—	—	0,1	ТИ5
(5)	(2)	10	—	10	0,1	—	1,5	—	—	0,1	ТИ5
(5)	(2)	10	—	10	0,1	—	1,5	—	—	0,1	ТИ5
(12)	1,5...8	10	—	100	2	—	35	—	—	2,25	ТИ4
(12)	1,5...8	10	—	100	2	—	35	—	—	2,25	ТИ4
(12)	1,5...8	10	—	100	2	—	35	—	—	2,25	ТИ4
(12)	1,5...8	10	—	100	2	—	35	—	—	2,25	ТИ4
(15)	(2)	10	—	10	0,29	0,08	2,5	—	—	1,2	ТИ2
(15)	(2)	10	—	10	0,29	0,08	2,5	—	—	1,2	ТИ2
(15)	(2)	10	—	10	0,29	0,08	2,5	—	—	1,2	ТИ2
(15)	(2)	10	—	10	0,29	0,08	2,5	—	—	1,2	ТИ2
(100)	—	—	—	50	1	—	20	—	—	2	ТИ2
(100)	—	—	—	50	—	—	—	—	—	2	ТИ2
100	3(7)	10(440)	—	—	—	—	6	—	—	7	ТИ6
100	3(7)	10(440)	—	—	—	—	4	—	—	7	ТИ6
100	3(7)	10(440)	—	—	—	—	8	—	—	7	ТИ6
100	3(7)	10(440)	—	—	—	—	—	—	—	7	ТИ6
(250)	(5)	10	—	—	5	—	35	—	—	16	ТИ7
(250)	(5)	10	—	—	5	—	35	—	—	16	ТИ7
(250)	(5)	10	—	—	5	—	35	—	—	16	ТИ7
(250)	(5)	10	—	—	5	—	35	—	—	16	ТИ7
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3

Продолжение табл. 12.87

Тип	$I_{ос,ср\,max}$ ($I_{ос,д\,max}$) [$I_{з,и}$], А	$I_{ос,п}$, А	$U_{зс,п}$ ($U_{зс}$) [$U_{от}$], В	$U_{обр,п}$ ($U_{обр}$), В	$I_{ос,удр}$, А $t_и = 10$ мс	$U_{ос,и}$ ($U_{ос}$), В	$I_{ос,и}$ ($I_{ос}$), А	$I_{зс,п}$ ($I_{зс}$), мА	$I_{обр,п}$ ($I_{обр}$), мА
КУ201Ж,И	(2)	30	(200)	(200)	—	(2)	(2)	(5)	(5)
КУ201К,Л	(2)	30	(300)	(300)	—	(2)	(2)	(5)	(5)
КУ221А	3,2	100	700	50	—	3,5	20	0,3	—
КУ221Б	3,2	100	750	50	—	3,5	20	0,3	—
КУ221В	3,2	100	700	50	—	3,5	20	0,3	—
КУ221Г	3,2	100	600	50	—	3,5	20	0,3	—
КУ221Д	3,2	100	500	50	—	3,5	20	0,3	—
КУ224А	3,2	150	(400)	50	—	15	150	—	—
КУ220А,Б	4	100	1000	—	—	(1,5)	(1)	0,5	—
КУ220В	4	100	1000	—	—	(1,5)	(1)	0,5	—
КУ220Г,Д	4	100	800	—	—	(1,5)	(1)	0,5	—
КУ108В	(5)	150	1000	500	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ108Ж	(5)	150	1000	500	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ108М	(5)	150	800	400	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ108Н	(5)	150	800	400	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ108С	(5)	150	800	400	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ108Т	(5)	150	800	400	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ108Ф	(5)	150	800	300	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ108Ц	(5)	150	600	300	—	(5)	(5)	2,5	0,5
КУ215А	(5)	250	1000	1000	—	(3)	(2)	1,5	1,5
КУ215Б	(5)	250	800	800	—	(3)	(2)	1,5	1,5
КУ215В	(5)	250	600	600	—	(3)	(2)	1,5	1,5
КУ202А	(10)	30	(25)	—	50	(1,5)	(10)	(10)	—
КУ202Б	(10)	30	(25)	(25)	50	(1,5)	(10)	(10)	(10)
КУ202В	(10)	30	(50)	—	50	(1,5)	(10)	(10)	—
КУ202Г	(10)	30	(50)	(50)	50	(1,5)	(10)	(10)	(10)
КУ202Д	(10)	30	(100)	—	50	(1,5)	(10)	(10)	—
КУ202Е	(10)	30	(100)	(100)	50	(1,5)	(10)	(10)	(10)
КУ202Ж	(10)	30	(200)	—	50	(1,5)	(10)	(10)	—
КУ202И	(10)	30	(200)	(200)	50	(1,5)	(10)	(10)	(10)
КУ202К	(10)	30	(300)	—	50	(1,5)	(10)	(10)	—
КУ202Л	(10)	30	(300)	(300)	50	(1,5)	(10)	(10)	(10)
КУ202М	(10)	30	(400)	—	50	(1,5)	(10)	(10)	—
КУ202Н	(10)	30	(400)	(400)	50	(1,5)	(10)	(10)	(10)
КУ211А	(10)	200	(800)	(800)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
КУ211Б	(10)	200	(800)	(800)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
КУ211В	(10)	200	(700)	(700)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
КУ211Г	(10)	200	(700)	(700)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
КУ211Д	(10)	200	(600)	(600)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
КУ211Е	(10)	200	(600)	(600)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
КУ211Ж	(10)	200	(500)	(500)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
КУ211И	(10)	200	(500)	(500)	1500	(2)	(20)	(2)	(2)
Т106-10-1... Т106-10-8	10	—	100... 800	100... 800	160	1,8	31,4	1,5	1,5
Т112-10-1... Т112-10-12	10	—	100... 1200	100... 1200	150	1,85	31,4	2,5	2,5
Т112-16-1... Т112-16-12	16	—	100... 1200	100... 1200	200	1,8	50	2,5	2,5
Т132-16-13... Т132-16-20	16	—	1300... 2000	1300... 2000	220	1,4	50	9	9
КУ210А	(20)	2000	600	600	—	(1,8)	(20)	1,5	1,5
КУ210Б	(20)	2000	500	500	—	(1,8)	(20)	1,5	1,5
КУ210В	(20)	2000	400	400	—	(1,8)	(20)	1,5	1,5
КУ218А	(20)	100	2000	2000	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5
КУ218Б	(20)	100	2000	1000	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5
КУ218В	(20)	100	1800	1800	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5
КУ218Г	(20)	100	1800	900	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5

$I_{у,от}$ ($I_{у,от,и}$) [$I_{у,з,и}$], мА	$U_{у,от}$ ($U_{у,от,и}$) [$U_{у,з,и}$], В	$U_{зс}$ ($U_{зс,и}$), В	di_{oc}/dt, А/мкс	$(du_{зс}/dt)_{кр}$ [$(du_{зс}/dt)_{ком}$] В/мкС	$t_{вкл}$, мкс	$t_{кр}$, мкс	$t_{выкл}$, мкс	f_{max}, кГц	$R_{T(п-к)}$ ($R_{T(п-с)}$), °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.19)
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
100	6	10	3	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
(150)	(7)	400	1150	500	—	—	4,5...10	—	—	7	ТИ6
(150)	(7)	400	1250	200	-	—	6...10	-	—	7	ТИ6
(150)	(7)	400	1150	200	—	—	2,4...10	—	—	7	ТИ6
(150)	(7)	400	1050	200	-	—	20	—	—	7	ТИ6
(150)	(7)	400	900	200	—	—	20	—	—	7	ТИ6
100	3	10	100	50	—	—	10	—	—	8	ТИ6
(2...4)	(40)	1000	2700	100	0,2	0,03	50	—	—	8	ТИ8
(2...4)	(40)	1000	1600	100	0,3	0,05	75	—	—	8	ТИ8
(2...4)	(40)	800	1600	100	0,3	0,05	75	—	—	8	ТИ8
(4,5)	(50)	1000	—	50	—	0,1	35	4	—	45	ТИ9
(4,5)	(50)	1000	—	50	—	0,1	100	4	—	45	ТИ9
(4,5)	(50)	800	—	50	—	0,1	35	4	—	45	ТИ9
(4,5)	(50)	800	—	50	—	0,3	35	4	—	45	ТИ9
(4,5)	(50)	800	—	50	—	0,1	100	4	—	45	ТИ9
(4,5)	(50)	800	—	50	—	0,3	100	4	—	45	ТИ9
(4,5)	(50)	600	—	50	—	0,3	35	4	—	45	ТИ9
(4,5)	(50)	600	—	50	—	0,3	100	4	—	45	ТИ9
(4...6)	(50)	1000	—	50	0,75	0,25	150	4	—	50	ТИ10
(4...6)	(50)	800	—	50	0,8	0,3	150	4	—	50	ТИ10
(4...6)	(50)	600	—	50	0,9	0,4	150	4	—	50	ТИ10
200	7	10	-	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
200	7	10	—	5	10	—	100	—	—	14	ТИ3
600	—	50	200	100	—	—	60	2,5	—	75	ТИ11
600	—	50	200	100	—	—	120	2,5	—	75	ТИ11
600	—	50	200	100	—	—	60	2,5	—	75	ТИ11
600	—	50	200	100	—	—	120	2,5	—	75	ТИ11
600	—	50	200	100	—	—	60	2,5	—	75	ТИ11
600	—	50	200	100	—	—	120	2,5	—	75	ТИ11
600	—	50	200	100	—	—	60	2,5	—	75	ТИ11
600	—	50	200	100	—	—	120	2,5	—	75	ТИ11
25	2,5	12	160	50...320	10	8	100	1,5	2	2,5	ТИ12
40	3	12	100	50...1000	10	8	100	1,5	1,8	7	ТИ13
40	3	12	100	50...1000	10	8	100	1,5	1,5	7	ТИ13
120	4	12	100	50...1000	20	17	100...250	1,5	1	27	ТИ14
150	—	50	400	50	—	—	150	2	—	85	ТИ15
150	—	50	400	50	—	—	150	2	—	85	ТИ15
150	—	50	400	50	—	—	150	2	—	85	ТИ15
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11

Тип	$I_{ос,ср\,max}$ ($I_{ос,д\,max}$) [$I_{з,п}$], А	$I_{ос,п}$, А	$U_{зс,п}$ ($U_{зс}$) [$U_{нт}$], В	$U_{обр,п}$ ($U_{обр}$), В	$I_{ос,удр}$, А $t_и = 10$ мс	$U_{ос,и}$ ($U_{ос}$), В	$I_{ос,и}$ ($I_{ос}$), А	$I_{зс,п}$ ($I_{зс}$), мА	$I_{обр,п}$ ($I_{обр}$), мА
КУ218Д	(20)	100	1600	1600	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5
КУ218Е	(20)	100	1600	800	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5
КУ218Ж	(20)	100	1400	1400	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5
КУ218И	(20)	100	1400	700	—	(3,5)	(20)	1,5	1,5
КУ219А	(20)	1200	1200	1200	—	(2)	(20)	1,5	1,5
КУ219Б	(20)	1200	1000	1000	—	(2)	(20)	1,5	1,5
КУ219В	(20)	1200	800	800	—	(2)	(20)	1,5	1,5
КУ222А	(20)	400	2000	—	—	(3,5)	(20)	1,5	—
КУ222Б	(20)	400	2000	—	—	(3,5)	(20)	1,5	—
КУ222В	(20)	400	1600	—	—	(3,5)	(20)	1,5	—
КУ222Г	(20)	400	1600	—	—	(3,5)	(20)	1,5	—
Т122-20-1... Т122-20-12	20	—	100... 1200	100... 1200	300	1,15	63	3	3
Т122-25-1... Т122-25-12	25	—	100... 1200	100... 1200	350	1,1	78,5	3	3
Т132-25-13... Т132-25-20	25	—	1300... 2000	1300... 2000	330	1,3	78,5	9	9
Т142-32-13... Т142-32-20	32	—	1300... 2000	1300... 2000	380	2,1	100	9	9
Т131-40-1... Т131-40-12	40	—	100... 1200	100... 1200	750	1,75	125	5	5
Т132-40-1... Т132-40-12	40	—	100... 1200	100... 1200	750	1,75	125	5	5
Т141-40-13... Т141-40-20	40	—	1300... 2000	1300... 2000	700	1,95	125	15	15
Т142-40-13... Т142-40-20	40	—	1300... 2000	1300... 2000	700	1,95	125	9	9
Т132-50-1... Т132-50-12	50		100... 1200	100... 1200	800	1,75	157	6	6
Т142-50-13... Т142-50-20	50	—	1300... 2000	1300... 2000	750	2,1	157	15	15
ТБ151-50-5... ТБ151-50-9	50	600	500... 900	500... 900	1000	2,5	157	20	20
ТБ151-50-10... ТБ151-50-12	50	600	1000... 1200	100... 1200	1000	2,5	157	20	20
									Симисторы
КУ208А	(5)	—	(100)	(100)	30	(2)	(5)	(5)	(5)
КУ208Б	(5)	—	(200)	(200)	30	(2)	(5)	(5)	(5)
КУ208В	(5)	—	(300)	(300)	30	(2)	(5)	(5)	(5)
КУ208Г	(5)	—	(400)	(400)	30	(2)	(5)	(5)	(5)
ТС106-10-1... ТС106-10-8	(10)	—	100...800	100 ... 800	75	1,65	14,1	1,5	1,5
ТС112-10-1... ТС112-10-12	(10)	—	100... 1200	100... 1200	90	1,85	14,1	3	3
ТС112-16-1... ТС112-16-12	(16)	—	100... 1200	100... 1200	120	1,85	22,6	3	3
ТС122-20-1... ТС122-20-12	(20)	—	100... 1200	100... 1200	150	1,85	28,2	3,5	3,5
ТС122-25-1... ТС122-25-12	(25)	—	100... 1200	100... 1200	180	1,85	35	3,5	3,5
ТС132-40-1... ТС132-40-12	(40)	—	100... 1200	100... 1200	300	1,85	56,4	5	5
ТС132-50-1... ТС132-50-12	(50)	—	100... 1200	100... 1200	350	1,85	70,5	5	5
									Оптронные тиристоры
ТО125-12,5-1... ТО125-12,5-14	12,5		100... 1400	100... 1400	350	1,4	39	3	3

$I_{у,от}(I_{у,от,и})$ [$I_{у,з,и}$], мА	$U_{у,от}(U_{у,от,и})$ [$U_{у,з,и}$], В	$U_{зс}(U_{зс,и})$, В	$di_{ос}/dt$, А/мкс	$(du_{зс}/dt)_{кр}$ [$(du_{зс}/dt)_{ком}$] В/мкС	$t_{вкл}$, мкс	$t_{гр}$, мкс	$t_{выкл}$, мкс	f_{max}, кГц	$R_{T(п-к)}$ ($R_{T(п-с)}$), °C/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.19)
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11
(3...6)*	7	50	100	120	—	—	250	2,5	—	70	ТИ11
(3)*	(40)	(1200)	200	200	—	—	100	5	—	60	ТИ11
(3)*	(40)	(1000)	200	50	—	—	150	5	—	60	ТИ11
(3)*	(40)	(800)	200	50	—	—	200	5	—	60	ТИ11
(4...8)*	(50)	(2000)	1000	200	1	0,3	150	5	—	60	ТИ11
(4...8)*	(50)	(2000)	1000	200	1	0,3	300	5	—	60	ТИ11
(4...8)*	(50)	(1600)	1000	200	1	0,3	150	5	—	60	ТИ11
(4...8)*	(50)	(1600)	1000	200	1	0,3	300	5	—	60	ТИ11
60	3	12	100	50...1000	10	8,0	63...100	1,5	0,9	12	ТИ16
60	3	12	100	50...1000	10	8	63...100	1,5	0,8	12	ТИ16
120	4	12	100	50...1000	20	17	100...250	1,5	0,8	27	ТИ14
150	4	12	100	50...1000	20	17	63...100	1,5	0,65	53	ТИ17
110	3,5	12	100	50...1000	10	8	63...100	1,5	0,62	37	ТИ18
110	3,5	12	100	50...1000	10	8	63...100	1,5	0,62	27	ТИ14
150	4	12	100	50...1000	20	17	63...250	1,5	0,5	68,5	ТИ19
150	4	12	100	50...1000	20	17	63...250	1,5	0,5	53	ТИ17
110	3,5	12	100	50...1000	10	8	63...100	1,5	0,5	27	ТИ14
150	4	12	100	50...1000	20	17	63...250	1,5	0,4	53	ТИ17
120	2,5	12	400	200...1000	2	1	16...32	10	0,32	180	ТИ20
120	2,5	12	400	200...1000	2	1	20...32	10	0,32	180	ТИ20
(250)	(7)	100	—	(10)	10	—	150	1	—	14	ТИ3
(250)	(7)	200	—	(10)	10	—	150	1	—	14	ТИ3
(250)	(7)	300	—	(10)	10	—	150	1	—	14	ТИ3
(250)	(7)	400	—	(10)	10	—	150	1	—	14	ТИ3
75	3,5	12	20	(2,5...10)	9	6	—	0,5	2,2	2,0	ТИ12
100	3	12	50	(2,5...10)	12	7	—	0,5	2,5	6	ТИ13
100	3	12	50	(2,5...10)	12	7	—	0,5	1,55	6	ТИ13
150	3,5	12	50	(2,5...25)	12	7	—	0,5	1,3	12	ТИ16
150	3,5	12	50	(2,5...25)	12	7	—	0,5	1,3	12	ТИ16
200	4	12	63	(2,5...25)	12	7	—	0,5	0,65	27	ТИ14
200	4	12	63	(2,5...25)	12	7	—	0,5	0,52	27	ТИ14
80	2,5	12	100	50	10	5	100	0,5	1,5	24,4	ТИ21

Окончание табл. 12.87

Тип	$I_{ос,ср,max}$ ($I_{ос,д\,max}$) [$I_{з,н}$], А	$I_{ос,п}$, А	$U_{зс,п}$ ($U_{зс}$) [$U_{от}$], В	$U_{обр,п}$ ($U_{обр}$), В	$I_{ос,удр}$, А $t_и$ = 10 мс	$U_{ос,н}$ ($U_{ос}$), В	$I_{ос,н}$ ($I_{пс}$), А	$I_{зс,п}$ ($I_{зс}$), мА	$I_{обр,п}$ ($I_{обр}$), мА
ТО132-25-6...	25	—	600...	600...	600	1,85	78,5	3	3
ТО132-25-12			1200	1200					
ТО132-40-6...	40	—	600...	600...	750	1,75	125	3	3
ТО132-40-12			1200	1200					
ТО142-50-6 ...	50	—	600...	600...	800	1,85	157	5	5
ТО142-50-12			1200	1200					

* Значение в амперах.

Таблица 12.88. **Транзисторы маломощные низкочастотные**

Тип	I_{Kmax}, мА	$I_{K,и\,max}$, мА	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$R_{эб}$, кОм	P_{Kmax}, мВт	$U_{КБmax}$, В	$U_{ЭБmax}$, В	f_{h21}, $K_ш$, $h_{21э}$, $h_{21э}\cdot10^{-3}$,			
								f_{h21}, МГц	$K_ш$, дБ	$h_{21э}$ ($h_{21э}$)	$h_{21э}\cdot10^{-3}$ ($h_{11э}$, Ом)
										n = p = n	
КТ302А	10		15	0,1	100	15	4		7	110...250	
ГТ122А	20	150	(35)		150	35		1		15...45	
ГТ122Б	20	159	(20)		150	20		1		15...45	
ГТ122В,Г	20	150	(20)		150	20		2		30...60	
КТ201А	30	100	20	2	150	20	20	10		20...60	3
КТ201Б	30	100	20	2	150	20	20	10		30...90	3
КТ201В,Д	30	100	10	2	150	10	10	10		30...90	3
КТ201Г	30	100	10	2	150	10	10	10		70...210	3
КТ503А	150	350			350	40	5	5		40...120	
КТ503Б	150	350			350	40	5	5		80...240	
КТ503В	150	350			350	60	5	5		40...120	
КТ503Г	150	250			350	60	5	5		80...240	
КТ503Д	150	350			350	80	5	5		40...120	
КТ503Е	150	350			350	100	5	5		40...120	
ГТ404А-1	500		25	0,2	600			1		30...80	
ГТ404Б-1	500		25	0,2	600			1		60...150	
ГТ404В-1	500		40	0,2	600			1		30...80	
ГТ404Г-1	500		40	0,2	600			1		60...150	
ГТ404А-2	500		25	0,2	300			1		30...80	
ГТ404Б-2	500		25	0,2	300			1		60...150	
ГТ404В-2	500		40	0,2	300			1		30...80	
ГТ404Г-2	500		40	0,2	300			1		60...150	
										p = n = p	
П406, П407	5		(6)		30	6	6	10		(20)	
КТ203А	10	50	60	2	150	60	30	5		(9)	(300)
КТ203Б	10	50	30	2	150	30	15	5		(30...150)	(300)
КТ203В	10	50	15	2	150	15	10	5		(30...200)	(300)
КТ207А	10	50	(60)		15	60		5		(9)	(300)
КТ207Б	10	50	(30)		15	30		5		(30...150)	(300)
КТ207В	10	50	(15)		15	15		5		(30...200)	(300)
ГТ109А	20		6	200	30	10		1	12	20...50	
ГТ109Б	20		6	200	30	10		1	12	35...80	
ГТ109В	20		6	200	30	10		1	12	60...130	
ГТ109Г	20		6	200	30	10		1	12	110...250	
ГТ109Д	20		6	200	30	10		3	12	20...70	

$I_{у,от}$ ($I_{у,от,и}$) [$I_{у,з,и}$], мА	$U_{у,от}$ ($U_{у,от,и}$) [$U_{у,з,и}$], В	$U_{зс}$ ($U_{зс,и}$), В	$di_{ос}/dt$, А/мкс	$(du_{зс}/dt)_{кр}$ [$(du_{зс}/dt)_{ком}$], В/мкс	$t_{вкл}$, мкс	$t_{кр}$, мкс	$t_{выкл}$, мкс	f_{max}, кГц	$R_{T(п-к)}$ ($R_{T(п-с)}$), °C/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.19)
(150)	(2,5)	12	40	20...100	—	—	—	0,5	0,7	25,5	ТИ22
(150)	(2,5)	12	40	20...100	—	—	—	0,5	0,47	25,5	ТИ22
(150)	(2,5)	12	40	20...100	—	—	—	0,5	0,36	48,5	ТИ23

$h_{22э}$ при $U_{КБ}$, $I_Э$ и f						$U_{КЭ\ нас}$, В						
$h_{22э}$, мкСм	$U_{КБ}$, В	$I_Э$, мА	f, кГц	$I_{КБО}$, мкА	$I_{КЭО}$, мкА		$I_К$, мА	$R_{бэ}$, Ом	$C_к$, пФ	$R_{Тп-с}$, °C/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
	1	0,1	1	1	1						0,5	ТР1
	5	1		20	15			200		200	2	ТР2
	5	1		20	15			200		200	2	ТР2
	5	1		20	15			200		200	2	ТР2
2	5	10	1	0,5	3				20	556	0,6	ТР3
2	5	10	1	0,5	3				20	556	0,6	ТР3
2	5	10	1	0,5	3				20	556	0,6	ТР3
2	5	10	1	0,5	3				20	556	0,6	ТР3
	5	3		1		0,6	10		20		0,3	ТР4
	5	3		1		0,6	10		20		0,3	ТР4
	5	3		1		0,6	10		20		0,3	ТР4
	5	3		1		0,6	10		20		0,3	ТР4
	5	3		1		0,6	10		20		0,3	ТР4
	5	3		1		0,6	10		20		0,3	ТР4
	1	3		25		0,3				100	5	ТР5
	1	3		25		0,3				100	5	ТР5
	1	3		25		0,3				100	5	ТР5
	1	3		25		0,3				100	5	ТР5
	1	3		25		0,3				150	2	ТР6
	1	3		25		0,3				150	2	ТР6
	1	3		25		0,3				150	2	ТР6
	1	3		25		0,3				150	2	ТР6
2	6	1		6	10			150	20		2	ТР3
	5	1							10		0,5	ТР3
	5	1							10		0,5	ТР3
	5	1							10		0,5	ТР3
	5	1	1	0,05	1	1	10		10		0,001	ТР7
	5	1	1	0,05	1	0,5	10		10		0,001	ТР7
	5	1	1	0,05	1	0,5	10		10		0,001	ТР7
	5	1	1	5	5				30		0,1	ТР8
	5	1	1	5	5				30		0,1	ТР8
	5	1	1	5	5				30		0,1	ТР8
	5	1	1	5	5				30		0,1	ТР8
	5	1	1	1	2				40		0,1	ТР8

Тип	I_{Kmax}, мА	$I_{K\,и\,max}$, мА	$U_{КЭR}$ $(U_{КЭ})$, В	$R_{бэ}$, кОм	P_{Kmax}, мВт	$U_{КБmax}$, В	$U_{ЭБmax}$, В	f_{h21}, $K_ш$, $h_{21Э}$, $h_{21э}\cdot10^{-3}$,			
								f_{h21}, МГц	$K_ш$, дБ	$h_{21Э}$ $(h_{21э})$	$h_{21Э}\cdot10^{-3}$ $(h_{11э}$, Ом)
ГТ109Е	20		6	200	30	10		5	12	50...70	
ГТ109Ж	20		6	200	30	10		1	12	20...50	
ГТ109И	20		6	200	30	10		1	12	20...80	
ГТ115А	30				50	20	20	1		(20...80)	
ГТ115Б	30				50	30	20	1		(20...80)	
ГТ115В	30				50	20	20	1		(60...150)	
ГТ115Г	30				50	30	20	1		(60...150)	
ГТ115Д	30				50	20	20	1		(125...250)	
КТ104А	50		30	10	150	30	10	5		(9...36)	(120)
КТ104Б	50		15	10	150	15	10	5		(20...80)	(120)
КТ104В	50		15	10	150	15	10	5		(40...160)	(120)
КТ104Г	50		30	10	150	30	10	5		(15...60)	(120)
ГТ108А	50				75	5		0,15		(20...50)	
ГТ108Б	50				75	5		1		(35...80)	
ГТ108В	50				75	5		1		(60...130)	
ГТ108Г	50				75	5		1		(110...250)	
ГТ124А	100	100			75	25	10	1		28...56	
ГТ124Б	100	100			75	25	10	1		45...90	
ГТ124В	100	100			75	25	10	1		71...162	
ГТ124Г	100	100			75	25	10	1		120...200	
ГТ125А	100	300			150	35	20	1		(28...56)	
ГТ125Б	100	300			150	35	20	1		(45...90)	
ГТ125В	100	300			150	35	20	1		(71...140)	
ГТ125Г	100	300			150	35	20	1		(120...200)	
ГТ125Д	100	300			150	35	20	1		28...56	
ГТ125Е	100	300			150	35	20	1		45...90	
ГТ125Ж	100	300			150	70	20	1		71...140	
ГТ125И	100	300			150	70	20	1		28...56	
ГТ125К	100	300			150	70	20	1		45...90	
ГТ125Л	100	300			150	70	20	1		71...140	
КТ208А,В	150	300	20	10	200	20	20	5		20...60	
КТ208Б	150	300	20	10	200	20	20	5		40...120	
КТ208Г,Е	150	300	30	10	200	30	20	5		20...60	
КТ208Д	150	300	30	10	200	30	20	5		40...120	
КТ208Ж,К	150	300	45	10	200	45	20	5		20...60	
КТ208И	150	300	45	10	200	45	20	5		40...120	
КТ208Л	150	300	60	10	200	60	20	5		20...60	
КТ208М	150	300	60	10	200	60	20	5		40...120	
КТ502А	150	350			350	40	5	5		40...120	
КТ502Б	150	350			350	40	5	5		80...240	
КТ502В	150	350			350	60	5	5		40...120	
КТ502Г	150	350			350	60	5	5		80...240	
КТ502Д	150	350			350	80	5	5		40...120	
КТ502Е	150	350			350	90	5	5		40...120	
КТ209А	300	500	15	10	200	15	10	5		20...60	
КТ209Б	300	500	15	10	200	15	10	5		40...120	
КТ209В	300	500	15	10	200	15	10	5		80...240	
КТ209Г	300	500	30	10	200	30	10	5		20...60	
КТ209Д	300	500	30	10	200	30	10	5		40...120	
КТ209Е	300	500	30	10	200	30	10	5		80...240	
КТ209Ж	300	500	45	10	200	45	20	5		20...60	
КТ209И	300	500	45	10	200	45	20	5		40...120	
КТ209К	300	500	45	10	200	45	20	5		80...160	
КТ209Л	300	500	60	10	200	60	20	5		20...60	
КТ209М	300	500	60	10	200	60	20	5		40...120	
КТ501А	300	500	15	10	350	15	10	5	4	20...60	
КТ501Б	300	500	15	10	350	15	10	5	4	40...120	
КТ501В	300	500	15	10	350	15	10	5	4	80...240	
КТ501Г	300	500	30	10	350	30	10	5	4	20...60	

h₂₂э, при $U_{КБ}$, $I_Э$ и f						$U_{КЭ\ нас}$, В					
$h_{22э}$, мкСм	$U_{КБ}$, В	$I_Э$, мА	f, кГц	$I_{КБО}$, мкА	$I_{КЭО}$, мкА	$I_К$, мА	$R_{бэ}$, Ом	$C_к$, пФ	$R_{Тп-с}$, °C/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
	5	1	1	2	3			40		0,1	TP8
	5	1	1	1	5			30		0,1	TP8
	5	1	1	5	5			30		0,1	TP8
	5	5		40	40					0,6	TP1
	5	5		40	40					0,6	TP1
	5	5		40	40					0,6	TP1
	5	5		40	40					0,6	TP1
	5	5		40	40					0,6	TP1
	5	1	1	1	1	1		50	400	0,5	TP1
	5	1	1	1	1	1		50	400	0,5	TP1
	5	1	1	1	1	1		50	400	0,5	TP1
	5	1	1	1	1	1		50	400	0,5	TP1
	5	1		10	15			50	800	0,5	TP1
	5	1		10	15			50	800	0,5	TP1
	5	1		10	15			50	800	0,5	TP1
	5	1		10	15			50	800	0,5	TP1
5	1			15	15	0,5	100			0,5	TP1
5	1			15	15	0,5	100			0,5	TP1
5	1			15	15	0,5	100			0,5	TP1
5	1			15	15	0,5	100			0,5	TP1
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5			50	50	0,3	300			2	TP2
5	5					0,4	300	50		0,6	TP1
5	5					0,4	300	50		0,6	TP1
5	5					0,4	300	50		0,6	TP1
5	5					0,4	300	50		0,6	TP1
5	5					0,4	300	50		0,6	TP1
5	5					0,4	300	50		0,6	TP1
5	5					0,4	300	50		0,6	TP1
5	5					0,4	300	50		0,6	TP4
5	3			1		0,6	10	20		0,3	TP4
5	3			1		0,6	10	20		0,3	TP4
5	3			1		0,6	10	20		0,3	TP4
5	3			1		0,6	10	20		0,3	TP4
5	3			1		0,6	10	20		0,3	TP4
5	3			1		0,6	10	20		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10				0,4	300	50		0,3	TP4
	5	10	1	1	1	0,4	300	50		0,6	TP3
	5	10	1	1	1	0,4	300	50		0,6	TP3
	5	10	1	1	1	0,4	300	50		0,6	TP3
	5	10	1	1	1	0,4	300	50		0,6	TP3

Окончание табл. 12.88

Тип	I_{Kmax}, мА	$I_{K,и\ max}$, мА	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$R_{эб}$, кОм	P_{Kmax}, мВт	$U_{КБmax}$, В	$U_{ЭБmax}$, В	f_{h21}, $K_ш$, $h_{21э}$, $h_{21э}\cdot10^{-3}$,			
								f_{h21}, МГц	$K_ш$, дБ	$h_{21э}$ ($h_{21Э}$)	$h_{21э}\cdot10^{-3}$ ($h_{11э}$, Ом)
КТ501Д	300	500	30	10	350	30	10	5	4	40...120	
КТ501Е	300	500	30	10	350	30	10	5	4	80...240	
КТ501Ж	300	500	45	10	350	45	20	5	4	20...60	
КТ501И	300	500	45	10	350	45	20	5	4	40...120	
КТ501К	300	500	45	10	350	45	20	5	4	80...240	
КТ501Л	300	500	60	10	350	60	20	5	4	20...60	
КТ501М	300	500	60	10	350	60	20	5	4	40...120	
ГТ402А-1	500		25	0,2	600			1		30...80	
ГТ402А-2	500		25	0,2	300			1		30...80	
ГТ402Б-1	500		25	0,2	600			1		60...150	
ГТ402Б-2	500		25	0,2	300			1		60...150	
ГТ402В-1	500		40	0,2	600			1		30...80	
ГТ402В-2	500		40	0,2	300			1		30...80	
ГТ402Г-1	500		40	0,2	600			1		60...150	
ГТ402Г-2	500		400	0,2	300			1		60...150	
ГТ405А	500		25	0,2	600			1		30...80	
ГТ405Б	500		25	0,2	600			1		60...150	
ГТ405В	500		40	0,2	600			1		30...80	
ГТ405Г	500		40	0,2	600			1		60...150	

Таблица 12.89. **Транзисторы мощные низкочастотные**

Тип	I_{Kmax}, А	$I_{K,и\ max}$, А	$U_{КЭR}$, $U_{КЭR,и}$ при $R_{бэ}$			$P_К$, Вт	$I_Б$($I_Э$), А	$U_{КБ\ max}$, В	$U_{ЭБ\ max}$, В	$h_{21э}$, ($h_{21Э}$)
			$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КЭR,и}$ ($U_{КЭО\ гр}$), В	$R_{бэ}$, кОм					
				n-p-n						
КТ807А	0,5	1,5	100	120	1	10	0,2	4		15 ... 45
КТ807АМ	0,5	1,5	100	120	1	10	0,2	4		15 ... 45
КТ807Б	0,5	1,5	100	120	1	10	0,2	4		30 ... 100
КТ807БМ	0,5	1,5	100	120	1	10	0,2	4		30 ... 100
КТ826А,В	1	1	700	(500)	0,01	15	0,75			5 ... 300
КТ826Б	1	1	700	(600)	0,01	15	0,75			5 ... 300
КТ815А	1,5	3	40	(25)	0,1	10	0,5		5	40 ... 70
КТ815Б	1,5	3	50	(40)	0,1	10	0,5		5	40 ... 70
КТ815В	1,5	3	70	(60)	0,1	10	0,5		5	40 ... 70
КТ815Г	1,5	3	100	(80)	0,1	10	0,5		5	30 ... 70
КТ801А	2		80		0,1	5	0,4		2,5	13 ... 50
КТ801Б	2		60		0,1	5	0,4		2,5	30 ... 150
КТ704А	2,5	4	500	1000	0,01	15	2		4	10 ... 100
КТ704Б	2,5	4	400	700	0,01	15	2		4	10 ... 100
КТ704В	2,5	4	400	500	0,01	15	2		4	10 ... 100
КТ809А	3	5	400		0,01	40	1,5		4	15 ... 100
КТ817А	3	6	40	(25)	1	25	1		5	30
КТ817Б	3	6	45	(45)	1	25	1		5	30
КТ817В	3	6	60	(60)	1	25	1		5	30
КТ817Г	3	6	100	(80)	1	25	1		5	30
КТ802А	5			130		50	1	150	3	15
КТ805А	5	8		160	0,01	30	2		5	15
КТ805АМ	5	8		160	0,01	30	2		5	15
КТ805Б	5	8		135	0,01	30	2		5	15
КТ805БМ, ВМ	5	8		135	0,01	30	2		5	15
КТ828А	5	7,5	800	1400	0,01	50			5	4
КТ828Б	5	7,5	600	1200	0,01	50			5	4
КТ838А	5	7,5		1500	0,01	12,5	0,1		5 ... 7	

$h_{22э}$ при $U_{КБ}$, $I_Э$ и f						$U_{КЭ\ нас}$, В						
$h_{22э}$, мкСм	$U_{КБ}$, В	$I_Э$, мА	f, кГц	$I_{КБО}$, мкА	$I_{КЭО}$, мкА		$I_К$, мА	$R_{бэ}$, Ом	$C_к$, пФ	$R_{Тп-с}$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
	5	10	1	1	1	0,4	300		50		0,6	ТР3
	5	10	1	1	1	0,4	300		50		0,6	ТР3
	5	10	1	1	1	0,4	300		50		0,6	ТР3
	5	10	1	1	1	0,4	300		50		0,6	ТР3
	5	10	1	1	1	0,4	300		50		0,6	ТР3
	5	10	1	1	1	0,4	300		50		0,6	ТР3
	5	10	1	1	1	0,4	300		50		0,6	ТР3
	1	3		20		0,3		100			5	ТР5
	1	3		20		0,3		150			2	ТР6
	1	3		20		0,3		100			5	ТР5
	1	3		20		0,3		150			2	ТР6
	1	3		20		0,3		100			5	ТР5
	1	3		20		0,3		150			2	ТР6
	1	3		20		0,3		100			5	ТР5
	1	3		20		0,3		150			2	ТР6
	1	3		25		0,35		100			1	ТР9
	1	3		25		0,35		100			1	ТР9
	1	3		25		0,35		100			1	ТР9
	1	3		25		0,35		100			1	ТР9

$f_{гр}$, МГц	$I_{КБО}$ ($I_{КЭR}$), мА	$I_{ЭБО}$ ($I_{КЭК}$), мА	$U_{КЭ\ нас}$, В	$U_{БЭ\ нас}$, В	$t_{рас}$, мкс	$t_{нар}$, мкс	$t_{выкл}$, ($t_{сп}$), мкс	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	$R_{Т.п-к}$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
5	(5)	15	1							8	2,5	ТР10
5	(5)	15	1							8	1	ТР10
5	(5)	15	1							8	2,5	ТР10
5	(5)	15	1							8	1,0	ТР10
	(2)	3	2,5	2			(1,5)	25	250		17	ТР11
	(2)	3	2,5	2			(0,7)	25	250		17	ТР11
3	0,05							60	75		1	ТР12
3	0,05							60	75		1	ТР12
3	0,05							60	75		1	ТР12
3	0,05							60	75		1	ТР12
10	(10)	2	2								4	ТР13
10	(10)	2	2								4	ТР13
1	(5)	100	5	3							20	ТР14
1	(5)	100	5	3							20	ТР14
1	(5)	100	5	3							20	ТР14
3	(3)	50	1,5	2,3	3	0,3	(0,3)	270		2,5	22	ТР15
0,1		0,6	1,5					60	115		0,7	ТР12
3	0,1		0,6	1,5				60	115		0,7	ТР12
3	0,1		0,6	1,5				60	115		0,7	ТР12
3	0,1		0,6	1,5				60	115		0,7	ТР12
10	60		5							2,5	22	ТР15
	(60)	100	2,5	2,5						3,3	24	ТР15
	(60)	100	2,5	2,5						3,3	2,5	ТР16
	(70)	100	5	5						3,3	24	ТР15
	(70)	100	5	5						3,3	2,5	ТР16
1	5	10	3	3	10	0,55	(1,2)				20	ТР11
1	5	10	3	3	10	0,55	(1,2)				20	ТР11
1		(1)	5	1,5	10		(1,5)	170	220		20	ТР11

Окончание табл. 12.89

Тип	$I_{K max}$, А	$I_{K, и max}$, А	$U_{KЭR}$ ($U_{KЭ0}$), В	$U_{KЭR,и}$ ($U_{KЭ0 гр}$), В	$R_{БЭ}$, кОм	P_K, Вт	$I_Б$ ($I_Э$), А	$U_{KБ max}$, В	$U_{ЭБ max}$, В	$h_{21Э}$, ($h_{21э}$)
			$U_{KЭ}$, $U_{KЭR,и}$ при $R_{БЭ}$							
КТ840А	6	8	400	900	0,1	60	2			10 ... 100
КТ840Б	6	8	350	750	0,1	60	2			10 ... 100
ТК435-10	6	10	600...800		0,01			600...800	5	8
КТ812А	8	12	700	700	0,01	50	3		7	10 ... 125
КТ812Б	8	12	500	500	0,01	50	3		7	10 ... 125
КТ812В	8	12	300	300	0,01	50	3		7	10 ... 125
КТ829А	8	12	(100)	(100)	1	60	0,2	100	5	750
КТ829Б	8	12	(80)	(80)	1	60	0,2	80	5	750
КТ829В	8	12	(60)	(60)	1	60	0,2	60	5	750
КТ829Г	8	12	(45)	(45)	1	60	0,2	45	5	750
КТ803А	10		60	80	0,1	60			4	10
КТ808А	10		120	250	0,01	50	4		4	10 ... 150
КТ819А	10	15	40	(25)	0,1	60	3	100	5	15 ... 30
КТ819Б	10	15	50	(40)	0,1	60	3	80	5	20 ... 30
КТ819В	10	15	70	(60)	0,1	60	3	60	5	15 ... 30
КТ819Г	10	15	100	(80)	0,1	60	3	80	5	12 ... 30
ТК135-16	10	16	45...540	50...600	0,01	50	3,5			10 ... 100
ТК335-16	10	16	300...600		0,01		5	300...600	7	8
ТК435-16	10	16	600...800		0,01		5	600...800	7	8
ТК335-20	12,5	20	300...600		0,01		5	300...600	7	8
ТК435-20	12,5	20	600...800		0,01		5	600...800	7	8
КТ819АМ	15	20	40	(25)	0,1	100	3		5	15 ... 30
КТ819БМ	15	20	50	(40)	0,1	100	3		5	20 ... 30
КТ819ВМ	15	20	70	(60)	0,1	100	3		5	15 ... 30
КТ819ГМ	15	20	100	(80)	0,1	100	3		5	12 ... 30
КТ834А	15	20	500	(400)	0,1	100	3,5		8	60 ... 1250
КТ834Б	15	20	450	(350)	0,1	100	3,5		8	60 ... 1250
КТ834В	15	20	400	(300)	0,1	100	3,5		8	60 ... 1250
ТК135-25	16	25	45...540	50...600	0,01	50	5			10 ... 100
ТК335-25	16	25	300...600		0,01		5	300...600	7	8
ТК435-25	16	25	600...800		0,01		7,5	600...800	7	8
КТ827А	20	40	100	100	1	125	0,5	100	5	750 ... 18000
КТ827Б	20	40	80	80	1	125	0,5	80	5	750 ... 18000
КТ827В	20	40	60	60	1	125	0,5	60	5	750 ... 18000
ТК235-32	20	32	45...540	50...600	0,01	68	6,5	50...600	4	10 ... 100
ТК335-32	20	32	300...600		0,01		5	300...600	7	8
ТК435-32	20	32	600...800		0,01		10	600...800	7	8
ТК235-40	32	40	45...540	50...600	0,01	68	8	50...600	4	10 ... 100
ТК335-40	32	40	300...600		0,01		12	300...600	7	8
ТК235-50	32	50	45...540	50...600	0,01	100	10	50...600	4	10 ... 100
ТК235-63	40	63	45...540	50...600	0,01	170	13	50...600	4	10 ... 100
				p-n-p						
КТ626А	0,5	1,5	(45)	(45)	0,1	6,5		45		40 ... 250
КТ626Б	0,5	1,5	(60)	(60)	0,1	6,5		60		30 ... 100
КТ626В	0,5	1,5	(80)	(80)	0,1	6,5		80		15 ... 45
КТ626Г	0,5	1,5	(20)	(20)	0,1	6,5		20		15 ... 60
КТ626Д	0,5	1,5	(20)	(20)	0,1	6,5		20		40 ... 250
ГТ403А	1,25		(30)				0,4	45	20	(20 ... 60)
ГТ403Б	1,25		(30)				0,4	45	20	(50 ... 150)
ГТ403В	1,25		(45)				0,4	60	20	(20 ... 60)
ГТ403Г	1,25		(45)				0,4	60	20	(50 ... 150)
ГТ403Д	1,25		(45)				0,4	60	30	(50 ... 150)
ГТ403Е	1,25		(45)				0,4	60	20	30
ГТ403Ж	1,25		(60)				0,4	80	20	(20 ... 60)
ГТ403И	1,25		(60)				0,4	80	20	30
ГТ403Ю	1,25		(30)				0,4	45	20	(30 ... 60)
КТ814А	1,5	3	(40)	(25)	0,1	10	0,5		5	40

$f_{гр}$, МГц	$I_{КБО}$ ($I_{КЭR}$), мА	$I_{ЭБО}$ ($I_{КЭК}$), мА	$U_{КЭ\ нас}$, В	$U_{БЭ\ нас}$, В	$t_{рас}$, мкс		$t_{выкл}$, ($t_{вкл}$), мкс	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	$R_{T,\ п-к}$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
1	3		3	1,6	3,5	0,2	(0,6)				20	TP11
1	3		3	1,6	3,5	0,2	(0,6)				20	TP11
	20	50	2,5	3	4	1,7	7			1	21	TP17
	5	150	2,5	2,5			(1,3)	100	2300		20	TP11
	5	150	2,5	2,5			(1,3)	100	2300		20	TP11
	5	150	2,5	2,5			(1,3)	100	2300		20	TP11
	(1,5)	2	2	2,5							2	TP18
	(1,5)	2	2	2,5							2	TP18
	(1,5)	2	2	2,5							2	TP18
	(1,5)	2	2	2,5							2	TP18
10	100	2	2,5		2,5	0,3	0,4	500			22	TP15
30,5	(3)	50		2,5	2			500			22	TP15
12	1		5	5			2,5	1000			2,5	TP16
12	1		5	5			2,5	1000			2,5	TP16
12	1		5	5			2,5	1000			2,5	TP16
12	1		5	5			2,5	1000			2,5	TP16
6	10	150	0,6…2	1,8…2	0,75…2	0,35…1	1…3			1,5	16,5	TP11
	20	50	2,5	3	5	2,2	7			1,25	21	TP17
	20	50	2,5	3	4	1,7	5,5			1	21	TP17
	20	50	2,5	3	5	2,2	7			1,25	21	TP17
	20	50	2,5	3	4	1,7	5,5			1	21	TP17
12	1		2	3			2,5	1000			20	TP11
12	1		2	3			2,5	1000			20	TP11
12	1		2	3			2,5	1000			20	TP11
12	1		2	3			2,5	1000			20	TP11
	(3)	50	2				1,2				22	TP11
	(3)	50	2				1,2				22	TP11
	(3)	50	2				1,2				22	TP11
6	10	150	0,6…2	1,8…2	0,75…2	0,35…1	1…3			1,5	16,5	TP11
	20	50	2,5	3	5	2,2	7			0,625	21	TP17
	20	50	2,5	3	4	1,7	5,5			0,65	21	TP17
10	(3)	2	2	4	4,5	1	6	400	350		20	TP11
10	(3)	2	2	4	4,5	1	6	400	350		20	TP11
10	(3)	2	2	4	4,5	1	6	400	350		20	TP11
4	10	150	0,6…2	1,8…2	0,75…2	0,35…1	1…3			1,1	25	TP11
	20	50	2,5	3	5	2,2	7			0,625	21	TP17
	20	50	2,5	3	4	1,7	5,5			0,65	21	TP17
4	10	150	0,6…2	1,8…2	0,75…2	0,35…1	1…3			1,1	25	TP11
	20	50	2,5	3	5	2,2	7			0,625	21	TP17
4	10	150	0,6…2	1,8…2	0,75…2	0,35…1	1…3			0,7	25	TP11
4	10	150	0,6…2	1,8…2	0,75…2	0,35…1	1…3			0,5	25	TP11
45	0,01	0,01	1					150		10	1	TP19
75	0,15	0,3	1					150		10	1	TP19
45	0,15	0,3	1					150		10	1	TP19
45	0,15	0,3	1					150		10	1	TP19
45	0,15	0,3	1					150		10	1	TP19
0,008	0,05	0,05	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,05	0,05	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,05	0,05	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,05	0,05	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,05	0,05	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,05	0,05	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,07	0,07	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,07	0,07	0,5	0,8						15	4	TP20
0,008	0,05	0,05	0,5	0,8						15	4	TP20
3	0,05		0,6	1,2				60	75		1	TP12

Таблица 12.89. **Транзисторы мощные низкочастотные**

Тип	I_{Kmax}, А	$I_{K,и\ max}$, А	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КЭR,и}$ ($U_{КЭО\ гр}$), В	$R_{бэ}$, кОм	$P_К$, Вт	$I_Б$($I_Э$), А	$U_{КБ\ max}$, В	$U_{ЭБ\ max}$, В	$h_{21Э}$, ($h_{21э}$)
			$U_{КЭR}$, $U_{КЭR,и}$ при $R_{бэ}$							
КТ814Б	1,5	3	(50)	(40)	0,1	10	0,5		5	40
КТ814В	1,5	3	70	(60)	0,1	10	0,5		5	40
КТ814Г	1,5	3	100	(80)	0,1	10	0,5		5	30
КТ816А	3	6	40	(25)	1	25	1		5	25
КТ816Б	3	6	45	(45)	1	25	1		5	25
КТ816В	3	6	60	(60)	1	25	1		5	25
КТ816Г	3	6	100	(80)	1	25	1		5	25
ГТ703А	3,5		20	25	0,05	15				30 ... 70
ГТ703Б	3,5		20	25	0,05	15				50 ... 100
ГТ703В	3,5		30	35	0,05	15				30 ... 70
ГТ703Г	3,5		30	35	0,05	15				50 ... 100
ГТ703Д	3,5		40	50	0,05	15				20 ... 45
КТ837А	7,5		70		0,05	30	1	80	15	10 ... 40
КТ837Б	7,5		70		0,05	30	1	80	15	20 ... 80
КТ837В	7,5		70		0,05	30	1	80	15	50 ... 150
КТ837Г	7,5		55		0,05	30	1	60	15	10 ... 40
КТ837Д	7,5		55		0,05	30	1	60	15	20 ... 80
КТ837Е	7,5		55		0,05	30	1	60	15	50 ... 150
КТ837Ж	7,5		40		0,05	30	1	45	15	10 ... 40
КТ837И	7,5		40		0,05	30	1	45	15	20 ... 80
КТ837К	7,5		40		0,05	30	1	45	15	50 ... 150
КТ837Л	7,5		70		0,05	30	1	80	15	10 ... 40
КТ837М	7,5		70		0,05	30	1	80	15	20 ... 80
КТ837Н	7,5		70		0,05	30	1	80	15	50 ... 150
КТ837П	7,5		55		0,05	30	1	60	15	10 ... 40
КТ837Р	7,5		55		0,05	30	1	60	15	20 ... 80
КТ837С	7,5		55		0,05	30	1	60	15	50 ... 150
КТ837Т	7,5		40		0,05	30	1	45	15	10 ... 40
КТ837У	7,5		40		0,05	30	1	45	15	20 ... 80
КТ837Ф	7,5		40		0,05	30	1	45	15	50 ... 150
ГТ810А	10	10	200	250		15	1,5	200	1,4	15
КТ818А	10	15	40	(25)	0,1	60	3		5	15
КТ818Б	10	15	50	(40)	0,1	60	3		5	20
КТ818В	10	15	70	(60)	0,1	60	3		5	15
КТ818Г	10	15	90	(80)	0,1	60	3		5	12
ГТ806А	15	20	(75)			30	3		1,5	10 ... 100
ГТ806Б	15	20	(100)			30	3		1,5	10 ... 100
ГТ806В	15	20	(120)			30	3		1,5	10 ... 100
ГТ806Г	15	20	(50)			30	3		1,5	10 ... 100
ГТ806Д	15	20	(140)			30	3		1,5	10 ... 100
КТ818АМ	15	20	40	(25)	0,1	100	3		5	15
КТ818БМ	15	20	50	(40)	0,1	100	3		5	20
КТ818ВМ	15	20	70	(60)	0,1	100	3		5	15
КТ818ГМ	15	20	90	(80)	0,1	100	3		5	12
КТ825Г	20	30	90	(70)	1	125	0,5		5	750
КТ825Д	20	30	60	(45)	1	125	0,5		5	750
КТ825Е	20	30	30	(25)	1	125	0,5		5	750

$f_{гр}$, МГц	$I_{КБО}$ ($I_{КЭR}$), мА	$I_{ЭБО}$ ($I_{КЭК}$), мА	$U_{КЭ\ нас}$, В	$U_{БЭ\ нас}$, В	$t_{рас}$, мкс	$t_{вкл}$, мкс	$t_{выкл}$, ($t_{сп}$), мкс	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ		Масса, г	Корпус (*рис.* 12.20)
3	0,05		0,6	1,2				60	75		1	TP12
3	0,05		0,6	1,2				60	75		1	TP12
3	0,05		0,6	1,2				60	75		1	TP12
3	0,1		0,6	1,5				60	115		0,7	TP12
3	0,1		0,6	1,5				60	115		0,7	TP12
3	0,1		0,6	1,5				60	115		0,7	TP12
3	0,1		0,6	1,5				60	115		0,7	TP12
0,01	0,5	0,5	0,6	1						3	15	TP21
0,01	0,5	0,5	0,6	1						3	15	TP21
0,01	0,5	0,5	0,6	1						3	15	TP21
0,01	0,5	0,5	0,6	1						3	15	TP21
0,01	0,5	0,5	0,6	1						3	15	TP21
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	2,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,9	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,9	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,9	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	0,15	0,3	0,5	1,5						3,33	2,5	TP16
	20	15	0,7	0,8	5					2,5	12	TP22
7	1		1,5	3			2,5	600			2,5	TP16
7	1		2	3			2,5	600			2,5	TP16
7	1		2	3			2,5	600			2,5	TP16
7	1		2	3			2,5	600			2,5	TP16
10	15	8	0,6	1			30			2	28	TP23
10	15	8	0,6	1			30			2	28	TP23
10	15	8	0,6	1			30			2	28	TP23
10	15	8	0,6	1			30			2	28	TP23
10	15	8	0,6	1			30			2	28	TP23
7	1		2	3			2,5	600			20	TP11
7	1		2	3			2,5	600			20	TP11
7	1		2	3			2,5	600			20	TP11
7	1		2	3			2,5	600			20	TP11
		2	3		1		4,5	600	600		20	TP11
		2	3		1		4,5	600	600		20	TP11
		2	3		1		4,5	600	600		20	TP11

Таблица 12.90. **Транзисторы маломощные высокочастотные**

Тип	$I_{К max}$, мА	$I_{К,и max}$, мА	$P_{К max}$, мВт	$P_{К,т max}$, мВт (Вт)	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КБ max}$, В	$U_{КЭОгр}$, В	$U_{ЭБ max}$, В	f_{21}, МГц	$h_{21э}$ ($h_{21Э}$)	$\|h_{21э}\|$	$h_{22э}$, мкСм
					n-p-n							
КТ301Г	10	20	58		30	30	30	3	(60)	(10...32)	1,5	3
КТ301Д	10	20	58		30	30	30	3	(60)	(20...60)	1,5	3
КТ301Е	10	20	58		30	30	30	3	(60)	(40...120)	1,5	3
КТ301Ж	10	20	58		30	30	30	3	(60)	(80...300)	1,5	3
КТ339А	25		260		(25)	40		4	100	25	3	
КТ312А	30	60	225	450	20	20	20	4	80	(10...100)	4	
КТ312Б	30	60	225	450	35	35	35	4	120	(25...100)	6	
КТ312В	30	60	225	450	20	20	20	4	120	(50...280)	6	
КТ358А	30	60	100	200	15	15		4	80	(10...100)		
КТ358Б	30	60	100	200	30	30		4	120	(25...100)		
КТ358В	30	60	100	200	15	15		4	120	(50...280)		
КТ601А	30		250		100	100		2	40	(16)		
КТ601АМ	30		250		100	100		2	40	(16)		
КТ315Ж	50		100		15	15	15	6	100	30...250	1,5	0,3
КТ315И	50		100		60	60	30	6	100	> 30	2,5	0,3
КТ340А	50	200	150		(15)	15		5	300	100...150		
КТ340Б	50	200	150		(20)	20		5	300	> 100		
КТ340В	500	200	150		(15)	15		5	300	> 35		
КТ340Д	50	200	150		(15)	15		5	300	> 40		
КТ342А	50	300	250		30		25	5	100	25...250	2,5	
КТ342Б	50	300	250		25		20	5	100	50...500	3	
КТ342В	50	300	250		10		10	5	100	100...1000	3	
КТ373А	50	200	150		30		25	5	100	100...250	3	
КТ373Б	50	200	150		25		20	5	100	200...600	3	
КТ373В	50	200	150		10		10	5	100	500...1000	3	
КТ373Г	50	200	150		60		25	5	100	50...125	3	
КТ340Г	75	500	150		(15)	15		5	300	> 16		
КТ602А	75	500	650		100	120	70	5	150	20...80		
КТ602Б	75	500	650		100	120	70	5	150	> 50		
КТ315А	100		150		25	25	15	6	100	20...90	2,5	0,3
КТ315Б	100		150		20	20	15	6	100	50...350	2,5	0,3
КТ315В	100		150		40	40	30	6	100	20...90	2,5	0,3
КТ315Г	100		150		35	35	30	6	100	50...350	2,5	0,3
КТ315Д	100		150		40	40	30	6	100	20...90	2,5	0,3
КТ315Е	100		150		35	35	25	6	100	50...350	2,5	0,3
КТ375А	100	200	200	400	60	60			100	10...100	2,5	
КТ375Б	100	200	200	400	30	30			100	50...280	2,5	
КТ3102А	100	200	250		(50)	50	30	5	100	100...250	1,5	
КТ3102Б	100	200	250		(50)	50	30	5	100	200...500	1,5	
КТ3102В	100	200	250		(30)	30	20	5	100	200...500	1,5	
КТ3102Г	100	200	250		(20)	20	15	5	100	400...1000	3	
КТ3102Д	100	200	250		(30)	30	20	5	100	200...500	1,5	
КТ3102Е	100	200	250		(50)	50	15	5	100	400...1000	3	
КТ605А	100	200	400		250	300		5	40	10...40		
КТ605АМ	100	200	400		250	300		5	40	10...40		
КТ605Б	100	200	400		250	300		5	40	30...120		
КТ605БМ	100	200	400		250	300		5	40	30...120		
КТ618А	100		500		(250)	300		5		30	2	
КТ603А	300	600	500		30	30		3	200	10...80		
КТ603Б	300	600	500		30	30		3	200	>60		
КТ603В	300	600	500		15	15		3	200	10...80		
КТ603Г	300	600	500		15	15		3	200	> 60		
КТ603Д	300	600	500		10	10		3	200	20...80		
КТ603Е	300	600	500		10	10		3	200	60...200		
КТ3117А	400	800	300	800	50	60		4	200	40...200		
КТ608А	400	800	500		60	60		5	200	20...80	2	
КТ608Б	400	800	500		60	60		5	200	400...160	2	
КТ616А	400	600	300		20	20		4		40		

$h_{11э}$, Ом	$I_{КБО}$, мкА	$I_{ЭБО}$, мкА	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, пс	$t_{рас}$, нс	$t_{вк}$, нс	$t_{выкл}$, мкс	$C_К$, пФ	$C_Э$, пФ	$R_{Т п-с}$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
	10	10	3	2,5	4,5	5			10	80	600	0,5	TP24
	10	10	3	2,5	4,5	5			10	80	600	0,5	TP24
	10	10	3	2,5	4,5	5			10	80	600	0,5	TP24
	10	10	3	2,5	4,5	5			10	80	600	0,5	TP24
					25				2			0,4	TP3
	10	10	0,8	1,1	0,5	100			5	20	400	1	TP25
	10	10	0,8	1,1	0,5	100			5	20	400	1	TP25
	10	10	0,8	1,1	0,5	100			5	20	400	1	TP25
	10	10	0,8	1,1	0,5						700	0,2	TP26
	10	10	0,8	1,1	0,5						700	0,2	TP26
	10	10	0,8	1,1	0,5						700	0,2	TP26
	500	100			0,6				15			2	TP2
	500	100			0,6				15			0,7	TP2
40	1	30	0,5	0,9	1000				10			0,18	TP27
40	1	50							7			0,18	TP27
	1		0,2		0,045	0,01			3	7		0,5	TP3
	1		0,25		0,04	0,015			3,7	7		0,5	TP3
	1		0,4		0,085	0,015			3,7	7		0,5	TP3
	1		0,3		0,15	0,075			6	7		0,5	TP3
	1	30	0,1	0,9					8			0,5	TP3
	1	30	0,1	0,9					8			0,5	TP3
	1	30	0,1	0,9					8			0,5	TP3
	0,05	30	0,1	0,9	0,2				8			0,2	TP28
	0,05	30	0,1	0,9	0,3				8			0,2	TP28
	0,05	30	0,1	0,9	0,7				8			0,2	TP28
	0,05	30	0,1	0,9	0,2				8			0,2	TP28
	1		0,6		0,085	0,015			3,7	7		0,5	TP3
	70	100	3	3	0,3				4	25	150	5	TP29
	70	100	3	3	0,3				4	25	150	5	TP29
40	1	30	0,4	1,1	300				7			0,18	TP27
40	1	30	0,4	1,1	500				7			0,18	TP27
40	1	30	0,4	1,1	500				7			0,18	TP27
40	1	30	0,4	1,1	500				7			0,18	TP27
40	1	30	1	1,5	1000				7			0,18	TP27
40	1	30	1	1,5	1000				7			0,18	TP27
	1	1	0,4	1	0,3				5	20		0,25	TP30
	1	1	0,4	1	0,3				5	20		0,25	TP30
	0,05	10			100				6		400	0,5	TP3
	0,05	10			100				6		400	0,5	TP3
	0,05	10			100				6		400	0,5	TP3
	0,05	10			100				6		400	0,5	TP3
	0,05	10			100				6		400	0,5	TP3
	0,05	10			100				6		400	0,5	TP3
	20	50	8						7	50	300	2	TP2
	20	50	8						7	50	300	1	TP12
	20	50	8						7	50	300	2	TP2
	20	50	8						7	50	300	1	TP12
	50	100							7	50	200	2	TP31
	10	3	1	1,5	0,4	100			15	40	200	2	TP2
	10	3	1	1,5	0,4	100			15	40	200	2	TP2
	5	3	1	1,5	0,4	100			15	40	200	2	TP2
	5	3	1	1,5	0,4	100			15	40	200	2	TP2
	1	3	1	1,5	0,4	100			15	40	200	2	TP2
	1	3	1	1,5	0,4	100			15	40	200	2	TP2
	10		0,6	1,2					15	100		0,5	TP3
	10	10	1	2		120			15	50	200	2	TP2
	10	10	1	2		120			15	50	200	2	TP2
	15	15	0,6	2					15	50	260	0,6	TP31

Продолжение табл. 12.90

Тип	$I_{K max}$, мА	$I_{К,имп max}$, мА	$P_{K max}$, мВт	$P_{К,имп max}$, мВт (Вт)	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КБ max}$, В	$U_{КЭО гр}$, В	$U_{ЭБ max}$, В	f_{21}, МГц	$h_{21э}$ ($h_{21э}$)	$\|h_{21э}\|$	$h_{22э}$, мкСм
КТ616Б	400	600	300		20	20		4		25		
КТ617А	400	600	500		20	30		4	200	30	1,5	
КТ646А	500	700	1000	1200	50	60		4		40...200	2	
КТ630А	1000	2000	800		120	120	90	7	50	40...120		
КТ630Б	1000	2000	800		120	120	80	7	50	80...240		
КТ630В	1000	2000	800		150	150	100	7	50	40...120		
КТ630Г	1000	2000	800		100	100	60	7	50	40...120		
КТ630Е	1000	2000	800		60	60	50	7	50	160...480		
					p-n-p							
ГТ309А	10		50		10				120	20...70	6	5
ГТ309Б	10		50		10				120	60...180	6	5
ГТ309В	10		50		10				80	20...70	4	5
ГТ309Г	10		50		10				80	60...180	4	5
ГТ309Д	10		50		10				40	20...70	2	5
ГТ309Е	10		50		10				40	60...180	2	5
ГТ310А	10		20		10	12			10	(20...70)	8	3
ГТ310Б	10		20		10	12			10	(60...180)	8	3
ГТ310В	10		20		10	12			10	(20...70)	6	3
ГТ310Г	10		20		10	12			10	(60...180)	6	3
ГТ310Д	10		20		10	12			10	(20...70)	5	3
ГТ310Е	10		20		10	12			10	(60...180)	5	3
ГТ322А	10		50		10	25				30...100	4	1
ГТ322Б	10		50		6,0	25				50...120	4	1
ГТ322В	10		50		10	25				20...120	2,5	1
П414	10	30	100		10	10		1	(60)	(25...100)		5
П414А	10	30	100		10	10		1	(60)	(60...120)		5
А414Б	10	30	100		10	10		1	(60)	(100...200)		5
П415	10	30	100		10	10		1	(120)	(25...100)		5
П415А	10	30	100		10	10		1	(120)	(60...120)		5
П415Б	10	30	100		10	10		1	(120)	(100...200)		5
П422	20		100		10				60	(24...100)	2,5	5
П423	20		100		10				120	(24...100)	5	5
П416	25	120	100	360	12	15	13	3		(25...80)	2	5
П416А	25	120	100	360	12	15	10	3		(60...125)	3	5
П416Б	25	120	100	360	12	15	10	3		(90...200)	4	5
КТ357А	40	80	100	200	(6)	6		3,5		20...100	3	
КТ357Б	40	80	100	200	6	6		3,5		60...300	3	
КТ375В	40	80	100	200	20	20		3,5		20...100	3	
КТ375Г	40	80	100	200	20	20		3,5		60...300	3	
ГТ308А	50	120	150	360	12	20	15	3		25...75	4,5	
ГТ308Б	50	120	150	360	12	20	15	3		50...120	6	
ГТ308В	50	120	150	360	12	20	15	3		80...150	6	
КТ343А,Б	50	150	150		17			4		30...50	3	
КТ343В	50	150	150		9			4		30	3	
КТ361А	50		150		25	25		4		20...90	2,5	
КТ361Б	50		150		20	20		4		50...350	2,5	
КТ361В	50		150		40	40		4		40...160	2,5	
КТ361Г	50		150		35	35		4		50...350	2,5	
КТ361Д	50		150		40	40		4		20...90	2,5	
КТ361Е	50		150		35	35		4		50...350	2,5	
КТ3107А	100	200	300		(45)	50		5	200	70...140		
КТ3107Б	100	200	300		(45)	50		5	200	120...220		
КТ3107В	100	200	300		(25)	30		5	200	70...140		
КТ3107Г	100	200	300		(25)	30		5	200	120...220		
КТ3107Д	100	200	300		(25)	30		5	200	180...460		
КТ3107Е	100	200	300		(20)	25		5	200	120...220		
КТ3107Ж	100	200	300		(20)	25		5	200	180...460		
КТ3107И	100	200	300		(45)	50		5	200	180...460		

$h_{11э}$, Ом	$I_{КБО}$, мкА	$I_{ЭБО}$, мкА	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, нс	$t_{рас}$, нс	$t_{вкл}$, нс	$t_{выкл}$, мкс	$C_К$, пФ	$C_э$, пФ	$R_{Тп-с}$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
	15	15	0,6	2					15	50	260	0,6	ТР31
	15	15	0,7		0,12				15	50	215	0,84	ТР31
	10	10	1	1,2	0,12				10	80		1	ТР12
500	1	0,1	0,3	1,1			0,1	0,25	15	65		2	ТР32
500	1	0,1	0,3	1,1			0,1	0,25	15	65		2	ТР32
500	1	0,1	0,3	1,1			0,1	0,25	15	65		2	ТР32
500	1	0,1	0,3	1,1			0,1	0,25	15	65		2	ТР32
500	1	0,1	0,3	1,1			0,1	0,25	15	65		2	ТР32
38	5				0,5				10		100	0,5	ТР1
38	5				0,5				10		100	0,5	ТР1
38	5				1				10		100	0,5	ТР1
38	5				1				10		100	0,5	ТР1
38	5				1				10		100	0,5	ТР1
38	5				1				10		100	0,5	ТР1
38					0,3						200	0,1	ТР8
38					0,3						200	0,1	ТР8
38					0,3						200	0,1	ТР8
38					0,3						200	0,1	ТР8
38					0,5						200	0,1	ТР8
38					0,5						200	0,1	ТР8
34	4				0,05				1,8		700	0,6	ТР33
34	4				0,1				1,8		700	0,6	ТР33
34	4				0,2				2,5		700	0,6	ТР33
	4				1				10			2,5	ТР34
	4				1				10			2,5	ТР34
	4				1				10			2,5	ТР34
	4				0,5				10			2,5	ТР34
	4				0,5				10			2,5	ТР34
	4				0,5				10			2,5	ТР34
38	5				1				10			2,2	ТР35
38	5				0,5				10			2,2	ТР35
	5	100	2	0,5	0,5	1000			8	40		2,2	ТР36
	5	100	1,7	0,5	0,5	1000			8	40		2,2	ТР36
	5	100	1,7	0,5	0,5	1000			8	40		2,2	ТР36
	5	5	0,3	1		150			7	10		0,21	ТР26
	5	5	0,3	1		150			7	10		0,2	ТР26
	5	5	0,3	1		150			7	10		0,2	ТР26
	5	5	0,3	1		150			7	10		0,2	ТР26
	5	50	1,5	0,45	0,4	1000			8	22		2,2	ТР36
	5	50	1,2	0,45	0,4	1000			8	22		2,2	ТР36
	5	50	1,2	0,45	0,4	1000			8	22		2,2	ТР36
	1	100	0,3			10			6	8		0,5	ТР2
	1	100	0,3			10			6	8		0,5	ТР2
	1	1			0,5				9			0,3	ТР27
	1	1			0,5				9			0,3	ТР27
	1	1			1				9			0,3	ТР27
	1	1			0,5				7			0,3	ТР27
	1	1			0,25				7			0,3	ТР27
	1	1			1				7			0,3	ТР27
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37

Окончание табл. 12.90

Тип	I_{Kmax}, мА	$I_{K,имп}$, мА	P_{Kmax}, мВт	$P_{K,имп}$, мВт (Вт)	$U_{КЭR}(U_{КЭ})$, В	$U_{КБmax}$, В	$U_{КЭОгр}$, В	$U_{ЭБmax}$, В	f_{21}, мГц	$h_{21э}(h_{21Э})$	$\|h_{21э}\|$	$h_{22э}$, мкСм
КТ3107К	100	200	300		(25)	30		5	200	380...800		
КТ3107Л	100	200	300		(20)	25		5	200	380...800		
ГТ320А	150	300	200	1000	12	20	14	3	80	20...80		
ГТ320Б	150	300	200	1000	12	20	12	3	120	50...120		
ГТ320В	150	300	200	1000	10	20	10	3	200	80...250		
ГТ321А	200	2000	160	(20)	50	60	45	4	60	20...60		
ГТ321Б	200	2000	160	(20)	40	60	45	4	60	40...120		
ГТ321В	200	2000	160	(20)	50	60	45	4	60	80...200		
ГТ321Г	200	2000	160	(20)	40	45	35	4	60	20...60		
ГТ321Д	200	2000	160	(20)	40	45	35	4	60	40...120		
ГТ321Е	200	2000	160	(20)	40	45	35	4	60	80...200		
КТ345А	200	300	100	300	(20)	20		4	350	20...60		
КТ345Б	200	300	100	300	(20)	20		4	350	50...85		
КТ345В	200	300	100	300	(20)	20		4	350	70...105		
КТ351А	200	400	300		15	20		5	200	20...80		
КТ351Б	200	400	300		15	20		5	200	50...200		
КТ352А	200	200	300		15	20		5	200	25...120		
КТ352Б	200	200	300		15	20		5	200	70...300		
КТ3108А	200		300	360	60	60		5	250	50...150		
КТ3108Б	200		300	360	45	45		5	250	50...150		
КТ3108В	200		300	360	45	45		5	300	100...300		
КТ620А	200		225		20	50		3		100	2	
КТ620Б	200		225		20	50		3		30...100	2	
КТ644А	600	1000	1000	(20)		60	60	5		20	2,8	
КТ644Б	600	1000	1000	(20)		60	60	5		100	2,8	
КТ644В	600	1000	1000	(20)		60	40	5		40	2,8	
КТ644Г	600	1000	1000	(20)		60	40	5		100	2,8	
КТ639А	1500	2000	1000	(60)		45	45	5	80	40...100	4	
КТ639Б	1500	2000	1000	(60)		45	45	5	80	63...160	4	
КТ639В	1500	2000	1000	(60)		45	45	5	80	100...250	4	
КТ639Г	1500	2000	1000	(60)		60	60	5	80	40...100	4	
КТ639Д	1500	2000	1000	(60)		60	60	5	80	63...160	4	

Таблица 12.91. **Транзисторы мощные высокочастотные**

Тип	I_{Kmax}, А	$I_{K,имп}$, А	P_{Kmax}, Вт	$P_{K,имп}$, Вт	$I_{Эmax}$, А	$I_{Бmax}$, А	$U_{КЭR}(U_{КЭ})$, В	$U_{КБmax}$, В	$U_{КЭОгр}$, В	$U_{ЭБmax}$, В	$P_{вых}$, Вт	$K_{ур}$,дБ	$\eta_к$, %	f_{h21}, МГц
														n-p-n
КТ940А	0,1	0,3	1,2			0,05	300	300		5				90
КТ940Б	0,1	0,3	1,2			0,05	250	250		5				90
КТ940В	0,1	0,3	1,2			0,05	160	160		5				90
КТ969А	0,1	0,2	6			0,05	250	300		5				60
КТ920А	0,5	1	5			0,25	36			4	2	7	55	400
КТ922А	0,8	1,5	8				65			4	5	10	50	300
КТ928А	0,8	1,2	2	3,6			60	60	40	5				250
КТ928Б	0,8	1,2	2	3,6			60	60	40	5				250
КТ929А	0,8	1,5	6				30	30		3	2	8	55	400
КТ920Б	1	2	10			0,5	36			4	5	6	55	400
КТ922Б	1,5	4,5	20				65			4	20	5,5	50	300
КТ922Г	1,5	4,5	20				65			4	17	5	50	300
КТ961А	1,5	2	12,5			0,3	100	100	80	5				50

$h_{11э}$, Ом	$I_{КБО}$, мкА	$I_{ЭБО}$, мкА	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, нс	$t_{рас}$, нс	$t_{вкл}$, нс	$t_{выкл}$, мкс	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	$R_{Тп-с}$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	0,1	0,1	0,5	1					7		420	0,3	ТР37
	10	50	2	0,5	0,5	400			8	25	200	2,2	ТР36
	10	50	2	0,5	0,5	500			8	25	200	2,2	ТР36
	10	50	2	0,5	0,6	600			8	25	200	2,2	ТР36
	500	800	2,5	1,3	0,6	1000			80	600	250	2,2	ТР36
	500	800	2,5	1,3	0,6	1000			80	600	250	2,2	ТР36
	500	800	2,5	1,3	0,6	1000			80	600	250	2,2	ТР36
	500	800	2,5	1,3	0,6	1000			80	600	250	2,2	ТР36
	500		2,5	1,3	0,6	1000			80	600	250	2,2	ТР36
	500		2,5	1,3	0,6	1000			80	600	250	2,2	ТР36
	1	1	0,3	1,1					15	30	1100	0,5	ТР38
	1	1	0,3	1,1					15	30	1100	0,5	ТР38
	1	1	0,3	1,1					15	30	1100	0,5	ТР38
	1	10	0,6	1,2					20	30	400	0,3	ТР37
	1	10	0,9	1,1					20	30	400	0,3	ТР37
	1	10	0,6	1,1					15	30	400	0,3	ТР37
	1	10	0,6	1,1					15	30	400	0,3	ТР37
	0,2	0,1	0,25	1	0,25	175	75		5	6	500	0,5	ТР3
	0,2	0,1	0,25	1	0,25	175	75		5	6	500	0,5	ТР3
	0,2	0,1	0,25	1	0,25				5	6	500	0,5	ТР3
	5		1	1,8		100					400	1	ТР2
	5		1	1,8		100					150	2	ТР2
	0,1	0,1	0,4	1,3		180					115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,4	1,3		180					115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,4	1,3		180					115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,4	1,3		180					115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,5	1,25		200			50	200	115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,5	1,25		200			50	200	115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,5	1,25		200			50	200	115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,5	1,25		200			50	200	115	1	ТР12
	0,1	0,1	0,5	1,25		200			50	200	115	1	ТР12

$h_{21э}(h_{21э})$	$\|h_{21э}\|$	$I_{КБО}$, мкА(мА)	$I_{ЭБО}$, мкА(мА)	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, нс(пс)	$t_{вкл}$, ($t_{нр}$), мкс	$t_{рас}$, нс(мкс)	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	$R_{Тп-с}(R_{Тп-к})$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
25		0,05	0,05	1					5,5		104	0,7	ТР12
25		0,05	0,05	1					5,5		104	0,7	ТР12
25		0,05	0,05	1					5,5		104	0,7	ТР12
50...250		0,05	0,05	1					1,8		125	0,8	ТР12
10...100	4	250	250	0,75		(20)			15	55	(20)	4,5	ТР39
10...150	3	(5)	500	0,6		(20)			15	100	(15)	4,5	ТР39
20...100		1	1	1	1,5	0,1		250	10	100		3	ТР40
50...250		1	1	1	1,5	0,1		250	10	100		3	ТР40
25...50	4	(5)	(5)			(25)			20		(20)	4,5	ТР39
10...100	4			0,75		(20)			25	100	(20)	4,5	ТР39
10...150	3	(40)	(4)	0,7		(20)			35	350	(6)	4,5	ТР39
10...150	3	(40)	(6)	0,7		(20)			35	350	(6)	4,5	ТР39
40...100		10	100	0,5							(10)	0,8	ТР12

Тип	$I_{K max}$, А	$I_{K,и max}$, А	$P_{K max}$, Вт	$P_{K,и max}$, Вт	$I_{Б max}$, А	$U_{КЭR}(U_{КЭ})$, В	$U_{КБ max}$, В	$U_{КЭО гр}$, В	$U_{ЭБ max}$, В	$P_{вых}$, Вт	$K_{ур}$,дБ	λ, Γ_{max}	$\eta_{к}$, %	f_{h21}, МГц
КТ961Б	1,5	2	12,5			0,3	80	80	60	5				50
КТ961В	1,5	2	12,5			0,3	60	60	45	5				50
КТ934А	2	6	25			0,3	45	45	45	5				30
КТ943Б	2	6	25			0,3	60	60	60	5				30
КТ943В	2	6	25			0,3	80	100	80	5				30
КТ943Г	2	6	25			0,3	80	100	80	5				30
КТ943Д	2	6	25			0,3	60	100	60	5				30
КТ903А	3	10	30	60			80			4	10	3		120
КТ903Б	3	10	30	60			80			4	10	3		120
КТ920В	3	7	25			1,5	36			4	20	3	55	400
КТ920Г	3	7	25			1,5	36			4	15	3	55	350
КТ922В	3	9	40				65			4	40	4	50	300
КТ922Д	3	9	40				65			4	35	3,5	50	250
КТ921А	3,5		12,5			1	65			4	12,5	8	50	100
КТ921Б	3,5		12,5			1	65			4	12,5	5	50	100
КТ902А	5		30			2	110	65		5	20	7		35
КТ908А	10		50			5	(100)	140		5				30
КТ908Б	10		50			5	(60)	140		5				30
КТ927А	10	30	83				(70)			3,5	75	15	40	100
КТ927Б	10	30	83				(70)			3,5	75	15	40	100
КТ927В	10	30	83				(70)			3,5	75	15	40	100
КТ958А	10		85				36			4	40	4	50	300
КТ944А	12,5	20	55			5	100			5	100	10	60	100
КТ926А	15	25	50	450		7	150			5				50
КТ926Б	15	25	50	450		7	150			5				50
КТ931А	15		120				60			4	80	3,5	50	250
КТ945А	15	25	50			7	150		150	5				50
КТ956А	15		50			5	100			4	100	20	45	100
КТ967А	15		100				36			4	90	18	60	200
КТ912А	20		35			10	70			5	70	10	50	100
КТ912Б	20		35			10	70			5	70	10	50	100
КТ935А	20	30	60			10	80		70	6				50
КТ947А	20	50	200				100			5	250	10	55	100
КТ957А	20		100			7	60			4	125	17	50	100
						p-n-p								
КТ933А	0,5		5				(80)	80		4,5				75
КТ933Б	0,5		5				(60)	60		4,5				75
КТ932А	2		20				(80)	80		4,5				80
КТ932Б	2		20				(60)	60		4,5				80
КТ932В	2		20				(40)	40		4,45				80
ГТ905А	3	7	6	60		0,6	75	75	65					75
ГТ905Б	3	7	6	60		0,6	60	60	65					75
ГТ906А	6		15	375		1,5	(75)	75	75					
ГТ906АМ	6		15	375		1,5	(75)	75	75					

$h_{21э}$ ($h_{21э}$)	$\lvert h_{21э} \rvert$	$I_{КБО}$, мкА(мА)	$I_{ЭБО}$, мкА(мА)	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, нс(пс)	$t_{вкл}$, ($t_{нр}$), мкс	$t_{рас}$, нс(мкс)	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	$R_{Тп\ с}$ ($R_{Тп\ к}$), °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
63...160		10	100	0,5							(10)	0,8	ТР12
100...250		10	100	0,5							(10)	0,8	ТР12
40...200	3	100	(1)	0,6								0,8	ТР12
40...160	3	100	(1)	0,6								0,8	ТР12
40...120	3	100	(1)	0,6								0,8	ТР12
20...60	3	(1)	(5)	1,2								0,8	ТР12
30...100	3	(1)	(5)	1,2								0,8	ТР12
15...70	4	(10)	(50)	2,5	2	0,5			180			24	ТР15
40...180	4	(10)	(50)	2,5	2	0,5			180			24	ТР15
10...100	4	(7)	(2)	0,81		(20)			75		(10)	4,5	ТР39
10...100	3,5	(7)	(2)	0,9		(20)			75	410	(10)	4,5	ТР39
10...150	3	(40)	(6)	0,6		(25)			65	700	(3)	4,5	ТР39
10...150	2,5	(40)	(6)	0,6		(25)			65	700	(3)	4,5	ТР39
10...80	3	(10)	(20)			(22)			50	210	(6)	6,5	ТР41
10...80	3	(10)	(20)			(22)			50	450	(6)	6,5	ТР41
15	3,5	(10)	(100)	2	2	—					(4)	25	ТР15
8...60	3	(25)	(300)	1,5	2,3		0,3	(2,6)	700			22	ТР15
20	3	(50)	(300)	1	2,3		0,3	(2,6)	700			22	ТР15
15...50	3,5	(40)	(40)	0,7					190	2850	(1,5)	10	ТР42
25...75	3,5	(40)	(40)	0,7					190	2850	(1,5)	10	ТР42
40...100	3,5	(40)	(40)	0,7					190	2850	(1,5)	10	ТР42
10...250	3	(28)	(10)	0,15		(35)			180	2100	(1,4)	7	ТР43
10...80	3,5	(80)	(150)	2,5					350	1500	(1,7)	40	ТР44
10...60	1,7	(25)	(300)	2,5	2,5						(2)	20	ТР45
10...60	1,7	(25)	(300)	2,5	2,5						(2)	20	ТР45
5...100	2,5	(30)	(10)	0,16		(32)			240	3800	(0,8)	7	ТР43
10...60	1,7	(25)	(300)	2,5	3		(0,1)	(1,1)	200			20	ТР11
10...80	3,3	(80)	(30)						400	1600	(1,7)	15	ТР46
10...100	6	(20)	(150)						500	2500	(1,7)	16	ТР46
10...50	3	(75)	(250)								(1,4)	45	ТР47
20...100	3	(75)	(250)								(1,4)	45	ТР47
20...100	1,7	(30)	(300)						800	3500		20	ТР45
10...80	2,5	(100)	(150)						850		(0,8)	35	ТР44
10...80	3,3	(100)	(30)						600	2250	(1,4)	15	ТР46
15...80		500		1,5					70		125	24	ТР15
30...120		500		1,5					70		125	24	ТР16
15...80		(80)		1,5					300		42	20	ТР11
30...120		(60)		1,5					300		42	20	ТР11
40		(40)		1,5					300		42	20	ТР11
35...100	3,5	(2)	(5)	0,5	0,7	0,5	0,2	4	200	8000	50	7	ТР48
35...100	3,5	(2)	(5)	0,5	0,7	0,5	0,2	4	200	8000	50	7	ТР48
30...150		(8)	(15)	0,5	0,7		1	5			50	4,5	ТР49
30...150		(8)	(15)	0,5	0,7		1	5			50	7	ТР48

Таблица 12.92. **Транзисторы маломощные сверхвысокочастотные**

Тип	$I_{К\,max}$, мА	$I_{К,и\,max}$, мА	$P_{К\,max}$ ($P_{К,т\,max}$), мВт	$I_{Э\,max}$ ($I_{Э,и\,max}$), мА	$I_{Б\,max}$ ($I_{Б,и\,max}$), мА	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КБ\,max}$ ($U_{КЭ0\,гр}$), В	$U_{КЭ\,нас}$, В	$P_{вых}$, мВт	$K_{ур}$, дБ	$\eta_к$, %	$h_{21Э}$	f_{h21} ($\lvert h_{21Э}\rvert$), ГГц
													n-p-n
ГТ341А	10		35			(10)	(5)	0,3		5–6		15...300	1,5
ГТ341Б	10		35			(10)	(5)	0,3		5–6		15...300	2
ГТ341В	10		35			(10)	(5)	0,5		5–6		15...300	1,5
ГТ362А	10		40			5	5	0,2				10...200	2,4
ГТ362Б	10		40			5	5	0,2				10...250	2,4
КТ372А	10		50			15	15	3		10		10	2,4
КТ372Б	10		50			15	15	3		10		10	3
КТ372В	10		50			15	15	3		10		10	2,4
ГТ329А	20		50			5	(5)	0,5		6		15...300	1,2
ГТ329Б	20		50			5	(5)	0,5		6		15...300	1,7
ГТ329В	20		50			5	(5)	0,5		6		15...300	1
ГТ330Д,И	20		50			(10)	(6)	1,5				30...400	(5)
ГТ330Ж	20		50			(10)	(6)	1,5				30...400	(10)
КТ371А	20	40	100	20		10	(10)	3				30...240	3
КТ382А	20	40	100	20		10	(10)	3				40...450	1,8
КТ382Б	20	40	100	20		10	(10)	3				40...450	1,8
КТ399А	20	40	150	20		15	15	3		13		40...170	1,8
КТ3120А	20	40	100	20		15	15	3		10		40	1,8
КТ306А	30		150			10	(10)					20...60	0,3
КТ306Б	30		150			10	(7)					40...120	0,5
КТ306В	30		150			10	(10)					20...100	0,3
КТ306Г	30		150			10	(7)					40...200	0,5
КТ306Д	30		150			10	15					30...150	0,2
КТ325А	30	60	225	30		15	(15)	4				30...90	0,8
КТ325Б	30	60	225	30		15	(15)	4				70...210	0,8
КТ325В	30	60	225	30		15	(15)	4				160...240	1
КТ335А	30	60	225	30		15	15	4				80...300	(5)
КТ368А	30	60	225	30		15	(15)	4				50...300	0,9
КТ368Б	30	60	225	30		15	(15)	4				50...300	0,9
ГТ311Е	50		150			12	12	2				15...80	(2,5)
ГТ311Ж	50		150			12	12	2				50...200	3
ГТ311И	50		150			10	10	1,5				100...300	4,5
КТ316А	50		150	30		10	(5)					20...60	0,6
КТ316Б,В	50		150	30		10	(5)					40...120	0,8
КТ316Г	50		150	30		10	(5)					20...100	0,6
КТ316Д	50		150	30		10	(5)					60...300	0,8
КТ633А	200	500	1200		120		(15)	4,5				40...140	0,5
КТ633Б	200	500	1200		120		(15)	4,5				20...160	(5)
КТ610А	300		1500			26	(20)	4		6,3	45	50...300	(10)
КТ610Б	300		1500			26	(20)	4		6,3	45	20...300	(7)
КТ606А	400	800	3500		100	65		4	800	2,5	35		(3,5)
КТ606Б	400	800	2500		100	65		4	600	2,5	35		(3)
КТ635А	1000		500			(50)	(45)	5				25...150	0,4
													p-n-p
ГТ328А	10		50			15	15	0,25				20...200	0,4
ГТ328Б	10		50			15	15	0,25				40...200	0,3
ГТ328В	10		50			15	15	0,25				10...50	0,3
ГТ346А	10		50			15	20	0,3		10,5		10...150	0,7
ГТ346Б	10		50			15	20	0,3		10,5		10...150	0,55
ГТ346В	10		50			15	20	0,3		10,5		15...150	0,55
КТ349А	10	40	200			15	20	4				20...80	0,3
КТ349Б	10	40	200			15	20	4				40...160	0,3
КТ349В	10	40	200			15	20	4				120...130	0,3
ГТ376А	10		35			7	(7)	0,25				10...150	1

$K_ш$, дБ	$h_{11э}$, Ом	$I_{КБО}(I_{КЭR})$, мкА	$I_{ЭБО}$, мкА	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, пс(нс)	$t_{вкл}(t_{нр})$, нс	$t_{рас}$, нс ($t_{выкл}$, мкс)	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	$L_э$, нГн	$L_б(L_к)$, нГн	$R_{Тп-с}(R_{Тп-к})$, °C/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
4,5	20	5	50			10			1	2			600	1	ТР50
5,5	20	5	50			10			1	2			800	1	ТР50
5,5	20	5	50			10			1	2			800	1	ТР50
4,5		5	100			10			1	1				2	ТР50
5,5		5	100			20			1	1				2	ТР50
3,5		0,5	20			9			1	1,5			1000	0,2	ТР51
5,5		0,5	20			9			1	1,5			1000	0,2	ТР51
5,5		0,5	20			9			1	1,5			1000	0,2	ТР51
4	22	5	100			15			2	3,5			800	1	ТР50
6	22	5	100			20			2	3,5			800	1	ТР50
6	22	5	100			20			2	3,5			800	1	ТР50
8		5	100	0,3	0,7	30			3	5				2	ТР50
		5	100	0,3	0,7	100			3	5				2	ТР50
4	10	0,5	1			15			1,2	1,5	2,5	2,5	833	0,3	ТР52
3	10	0,5	1			15			2	2,5	4	4	833	0,3	ТР52
4,5	10	0,5	1			10			2	2,5	4	4	833	0,3	ТР52
2		0,5	1			8			1,7	3	4,5	4,5		1	ТР53
2		0,5	1			8			2	3,2			860	0,3	ТР52
30	30	0,5	1	0,3	1			30	5	4,5	11	11	467	0,65	ТР54
30	30	0,5	1	0,3	1			30	5	4,5	11	11	467	0,65	ТР54
30	30	0,5	1	0,3	1	500			5	4,5	11	11	467	0,65	ТР54
30	30	0,5	1	0,3	1	500			5	4,5	11	11	467	0,65	ТР54
30	30	0,5	1	0,3	1	300			5	4,5	11	11	467	0,65	ТР54
		0,5	0,5			125			2,5	2,5	7	7	286	1,2	ТР32
		0,5	0,5			125			2,5	2,5	7	7	286	1,2	ТР32
		0,5	0,5			125			2,5	2,5	7	7	286	1,2	ТР32
	10	0,5	0,5			60			2	2				1,2	ТР55
3,3	6	0,5	1			15			1,7	3	4,5	4,5	364	1	ТР53
2,8	6	0,5	1			15			1,7	3	4,5	4,5	364	1	ТР53
8		10	15	0,6	0,3	75		50	2,5	5				2	ТР56
8		10	15	0,6	0,3	100		50	2,5	5				2	ТР56
8		10	15	0,6	0,3	100		50	2,5	5				2	ТР56
		0,5	1	0,4	1,1	50		10	3	2,5	6	6	556	0,6	ТР53
		0,5	1	0,4	1,1	50		10	3	2,5	6	6	556	0,6	ТР53
		0,5	1	0,4	1,1	150			3	2,5	6	6	556	0,6	ТР53
		0,5	1	0,4	1,1	150			3	2,5	6	6	556	0,6	ТР53
8		1	1	0,5	1,5	(25)	12	13	4,5	25			347	3	ТР32
6		10	10	0,6	1,5	10	12	30	4,5	25			347	3	ТР32
4...8		500	100			55			4,1	21	1,3	(2,4)	(65)	2	ТР57
4...8		500	100			22			4,1	21	1,3	(2,4)	(65)	2	ТР57
		1500	300	1		(10)			10	27			(44)	6	ТР41
		1500	300	1		(12)			10	27			(44)	6	ТР41
		10	10	0,5		25			10	90			190	3	ТР32
7		10	100			5			1,5	2,5				2	ТР33
7		10	100			10			1,5	5				2	ТР33
7		10	100			10			1,5	5				2	ТР33
7		10	100			3			1,3					1	ТР53
8		10	100			5,5			1,3					1	ТР53
7		10	100			6			1,3					1	ТР53
		1		0,3	1,2				6	8			600	0,5	ТР53
		1		0,3	1,2				6	8			600	0,5	ТР53
		1		0,3	1,2				6	8			600	0,5	ТР53
3,5		5	100			15			1,2	5				0,5	ТР53

Окончание табл. 12.92

Тип	$I_{K\,max}$, мА	$I_{K,и\,max}$, мА	$P_{K\,max}$ ($P_{K,и\,max}$), мВт	$I_{Э\,max}$ ($I_{Э,и\,max}$), мА	$I_{Б\,max}$ ($I_{Б,и\,max}$), мА	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КБ\,max}$ ($U_{КЭОгр}$), В	$U_{ЭБ\,max}$, В	$P_{вых}$, мВт	$K_{УР}$, дБ	$\eta_к$, %	$h_{21э}$	f_{h21} ($\|h_{21э}\|$), ГГц
ГТ313А	30		100			12	(7)	0,7				(20...200)	(10)
ГТ313Б	30		100			12	(7)	0,7				(20...200)	(10)
ГТ313В	30		100			12	(7)	0,7				(30...170)	(10)
КТ337А	30		150			6	6	4				30...70	0,5
КТ337Б	30		150			6	6	4				50...75	0,6
КТ337В	30		150			6	6	4				70...120	0,6
КТ363А	30	50	150			15	15	4				20...70	1,2
КТ363АМ	30	50	150			15	15	4				20...70	1,2
КТ363Б	30	50	150			12	15	4				40...120	1,5
КТ363БМ	30	50	150			12	15	4				40...120	1,5
КТ326А	50		200			15	20	4				20...70	(4)
КТ326Б	50		200			15	20	4				45...160	(4)
КТ347А	50	110	150			15	15	4				30...400	(5)
КТ347Б	50	110	150			9	9	4				30...400	(5)
КТ347В	50	110	150			6	6	4				50...400	(5)
КТ3109А	50		170			25	30	3		15		15	0,8
КТ3109Б	50		170			20	25	3		13		15	0,8
КТ3109В	50		170			20	25	3		13		15	0,6

Таблица 12.93. **Транзисторы мощные сверхвысокочастотные**

Тип	$I_{K\,max}$, А	$I_{K,и\,max}$, А	$P_{K\,max}$, Вт	$I_{Б\,max}$, А	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КБ\,max}$ ($U_{КЭОгр}$), В	$U_{ЭБ\,max}$, В	$P_{вых}$, Вт	$K_{УР}$, дБ	$\eta_к$, %	$h_{21э}$	f_{h21}, ГГц ($\|h_{21э}\|$) $K_ш$, дБ
												n-p-n
КТ919В	0,2	0,4	3,2	0,05		45	3,5	0,8	4	25		(4,5)
КТ918А	0,25		2,5			30	2,5	0,3	2			0,8
КТ918Б	0,25		2,5			30	2,5	0,5	2			1
КТ919Б	0,35	0,7	5	0,1		45	3,5	1,6	3,2	30		(4,5)
КТ918А	0,25		2,5			30	2,5	0,25	2			0,8
КТ918Б	0,25		2,5			30	2,5	0,5	2			1
КТ919Б	0,35	0,7	5	0,1		45	3,5	1,6	3,2	30		(4,5)
КТ911А	0,4		3		40	55	3	1	2,5	40	15...30	(2,5)
КТ911Б	0,4		3		40	55	3	1	2,5	40	15...30	(2,5)
КТ911В	0,4		3		30	40	3	0,8	2	40	15...30	(2,5)
КТ911Г	0,4		3		30	40	3	0,8	2	40	15...30	(2,5)
КТ939А	0,4		4		30	(18)	3,5				40...200	2,5
КТ913А	0,5	1	4	0,25	55	(40)	3,5	3	2	40		(9)
КТ925А	0,5	1	5		36	36	4	2	6,3	55	8...70	(5)
КТ934А	0,5		7		60		4	3	6	50	5...150	(5)
КТ919А	0,7	1,5	10	0,2		45	3,5	3,5	3,5	33		(4,5)
КТ919Г	0,7	1,5	10	0,2		45	3,5	3	3	30		(4,5)
КТ904А	0,8	1,5	5	0,2	60	(40)	4	3	2,5	30	10...60	(3,5)
КТ904Б	0,8	1,5	5	0,2	60	(40)	4	2,5	2	30	10...60	(3)
КТ907А	1	3	13	0,4	60	(40)	4	10	2	45	10...80	(3,5)
КТ907Б	1	3	13	0,4	60	(40)	4	8	1,5	45	10...80	(3)
КТ913Б	1	2	8	0,5	55	(40)	3,5	5	2	40		(9)
КТ913В	1	2	12	0,5	55	(40)	3,5	5	2	50		(9)
КТ925Б	1	3	11		36	36	4	5	5	60	10...55	(5)
КТ934Б	1		15		60		4	12	4	50	5...150	(5)
КТ934Г	1		15		60		4	10	3,3	50	5...150	(4,5)

$К_{ш}$, дБ	$h_{11э}$, Ом	$I_{КБО}(I_{КЭR})$, мкА	$I_{ЭБО}$, мкА	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_{к}$, пс(нс)	$t_{вкл}(t_{нр})$, пс	$t_{рас}$, нс ($t_{выкл}$, мкс)	$С_{к}$, пФ	$С_{э}$, пФ	$L_{э}$, нГн	$L_{б}(L_{к})$, нГн	$R_{Тп-с}(R_{Тп-к})$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
8		5	50	0,7	0,6	75			2,5	18				2	ТР56
8		5	50	0,7	0,6	40			2,5					2	ТР56
8		5	50	0,7	0,6	75			2,5	14				2	ТР56
		1	5	0,2	1			25	6	8			600	0,5	ТР53
		1	5	0,2	1			28	6	8			600	0,5	ТР53
		1	5	0,2	1			28	6	8			600	0,5	ТР53
		0,5	0,5	0,35	1,1	50		10	2	2			700	0,5	ТР53
		0,5	0,5	0,35	1,1	50		10	2	2			700	0,3	ТР53
		0,5	0,5	0,35	1,1	75		5	2	2			700	0,5	ТР53
		0,5	0,5	0,35	1,1	75		5	2	2			700	0,3	ТР53
		0,5	0,1	0,3	1,2	450			5	4				0,5	ТР53
		0,5	0,1	0,3	1,2	450			5	4				0,5	ТР53
		1	10	0,3				25	6	8				0,5	ТР53
		1	10	0,3				25	6	8				0,5	ТР53
		1	10	0,3				40	6	8				0,5	ТР53
6		0,1	10			6			1				650	0,3	ТР58
7		0,1	10			10			1				650	0,3	ТР58
8		0,1	10			10			1				650	0,3	ТР58

$I_{КБО}(I_{КЭR})$, мА	$I_{ЭБО}$, мА	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_{к}$, пс(нс)	$С_{к}$, пФ	$С_{э}$, пФ	$L_{э}$, нГн	$L_{б}(L_{к})$, нГн	$R_{Тп-с}(R_{Тп-к})$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
2	0,5			2,2	4,5	15	0,7	(1,9)	(40)	2,2	ТР59
2	0,1			(15)	4,2	15			(50)	0,15	ТР60
2	0,1			(4)	4,2	15			(50)	0,15	ТР60
5	1			2,2	6,5	30	0,7	(1,9)	(25)	2,2	ТР59
2	0,1			(15)	4,2	15			(50)	0,15	ТР60
2	0,1			(4)	4,2	15			(50)	0,15	ТР60
5	1			2,2	6,5	30	0,7	(1,9)	(25)	2,2	ТР59
5	2			25	10	25			(33)	6	ТР61
5	2			50	10	25			(33)	6	ТР61
5	2			50	10	25			(33)	6	ТР61
5	2			100	10	25			(33)	6	ТР61
1	0,5			9	5,5	23				2	ТР62
(25)	1,5	0,45	1,2	18	7	75	0,55	3	(20)	1,6	ТР59
(7)	4			20	15		1,2	2,6	(20)	4,5	ТР39
(7,5)	7,5	0,35		10	9	60	1,3	3,1	(18)	4,5	ТР39
10	2			2,2	10	50	0,7	(1,9)	(12)	2,2	ТР59
10	2			2,2	12	60	0,7	(1,9)	(12)	2,2	ТР59
(1,5)	0,3	0,6	0,95	15	12	170	40	40	(16)	6	ТР41
(1,5)	0,3	0,6	0,95	20	12	170	40	40	(16)	6	ТР41
(3)	0,35	0,65	0,95	15	20	250		4	(7,5)	6	ТР41
(3)	0,35	0,65	0,95	25	20	250		4	(7,5)	6	ТР41
(50)	1,5	0,45	1,2	15	12	150	0,25	2,5	(10)	1,6	ТР59
(50)	1,5	0,45	1,2	15	14	150	0,25	2,5	(10)	1,6	ТР59
(12)	8			35	30		1	2,4	(10)	4,5	ТР39
(15)	7,5	0,3		20	16	160	1,2	3,1	(8,8)	4,5	ТР39
(15)	7,5	0,4		25	16	160	1,2	3,1	(8,8)	4,5	ТР39

Окончание табл. 12.93

Тип	$I_{K max}$, А	$I_{K,и max}$, А	$P_{K max}$, Вт	$I_{Б max}$, А	$U_{КЭR}(U_{КЭ})$, В	$U_{КБ max}(U_{КЭО гр})$, В	$U_{ЭБ max}$, В	$P_{вых}$, Вт	$K_{УР}$, дБ	$\eta_к$, %	$h_{21э}$	f_{h21}, ГГц ($\|h_{21э}\|$) $K_ш$, дБ
КТ948Б	1,2	2,5	20	0,5		45	2	8	3	35		(6,5)
КТ942В	1,5	3	25	0,5		45	3,5	9	2,5	30		(6,5)
КТ962А	1,5		17			50	4	10	4	36		(2,5)
КТ909А	2	4	27	1	60		3,5	20	1,7	45		(4)
КТ909В	2	4	27	1	60		3,5	12	1,2	40		(3)
КТ916А	2	4	30		55		3,5	20	2,5		35	(11)
КТ934В	2		30		60		4	25	3	50	5...150	
ТК934Д	2		30		60		4	20	2,4	50	5...150	
КТ946А	2,5	5	35	1		50	3,5	30	7	55		(2,4)
КТ948А	2,5	5	40	1		45	2	15	3	35		(6,5)
КТ962Б	2,5		25			50	4	20	3,5	40		(2,5)
КТ925В	3,3	8,5	25		36	36	3,5	20	3	55	17...150	(4,5)
КТ925Г	3,3	8,5	25		36	36	3,5	15	2,5	55	50	(4,5)
КТ909Б	4	8	50	2	60		3,5	35	1,7	40		(5)
КТ909Г	4	8	50	2	60		3,5	30	1,5	40		(4,5)
КТ962В	4		60			50	4	40	3	40		(2)
КТ930А	6		75		50		4	40	5	50	15...100	(1,5)
КТ960А	7		70		36		4	40	2,5	60		(2)
КТ930Б	10		120		50		4	75	3,5	50	10...100	(2)
КТ970А	13		170		50		4	100	4	50		(2)
КТ914А	0,8	1,5	7	0,2	65		4	7,2	7,2	30	10...60	(0,25)

Таблица 12.94. **Транзисторы полевые**

Тип	P_{max}, мВт(Вт)	$U_{СИ max}$, В	$U_{ЗС max}$, В	$U_{ЗИ max}$, В	$I_{C max}$, мА	$T_{max}(T_{к max})$, °C	$U_{ЗИ отс}$, В	$I_{З,ут}$, нА	$U_{ЗИ}$, В
КП103Е	7	10	15	10		85	0,4...1,5	20	10
КП103Ж	12	10	15	10		85	0,5...2,2	20	10
КП103И	21	12	15	10		85	0,8...3	20	10
КП103К	38	10	15	10		85	1,4...4	20	10
КП101Г	50	10	10	10	2	85	5	10	5
КП101Д,Е	50	10	10	10	5	85	10	50	5
КП103Л	66	12	15	10		85	2...6	20	10
КП313А-В	75	15	15	10	15	85	6	10	10
КП310А	80	8	10	10	20	125		3	
КП310Б	80	8	10	10	20	125		3	
КП312А	100	20	25	25	25	100	8	10	−10
КП312Б	100	20	25	25	25	100	6	10	−10
КП103М	120	10	15	10		85	2,8...7	20	10
КП305Д-Д	150	15	±15	±15	15	125	6	1	−30
КП305Е	150	15	±15	±15	15	125	6	5	−30
КП305И	150	15	±15	±15	15	125	6	1	−30
КП306А,Б	150	20	20	20	20	125	4	5	20
КП306В	150	20	20	20	20	125	6	5	20

$I_{КБО}$ ($I_{КЭR}$), мА	$I_{ЭБО}$, мА	$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, пс(нс)	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	$L_э$, нГн	$L_б$ ($L_к$), нГн	$R_{Тп-с}$ ($R_{Тп-к}$), °C/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
15	10				17				(9)	2	ТР63
20	10			3	17	110	0,8	(1,5)	(7)	2	ТР64
20	5			16	20		1,43	(1,5)	(7)	5	ТР39
(30)	6	0,3	0,9	20	30	350		2,5	(5)	4	ТР65
(30)	6	0,3	0,9	30	35	350		2,5	(5)	4	ТР65
(25)	4	0,4	1	10	20	190	0,35	1	(4,5)	2	ТР59
(30)	8	0,3		20	32	300	1	2,8	(4,4)	4,5	ТР39
(30)	8	0,3		25	32	300	1	2,8	(4,4)	4,5	ТР39
50	10				50	310	0,3	(0,35)	(4)	2	ТР63
35	35				30				(4,5)	2	ТР63
20	5			16	35		1,24	(1,6)	(4,5)	5	ТР39
(30)	10			40	60		1	2,4	(4,4)	4,5	ТР39
(30)	10			40	60		1	2,4	(4,4)	4,5	ТР39
(60)	10	0,3	0,9	20	60	700		2,5	(2,5)	4	ТР65
(60)	10	0,3	0,9	30	60	700		2,5	(2,5)	4	ТР63
30	10			16	50		1	(1,5)	(1,8)	5	ТР39
(20)	10			12	80	930	0,35	1,6	(1,8)	7	ТР43
(20)	10	0,15		25	120	1200	0,4	(1,6)	(1,8)	7	ТР43
(100)	20			15	170	2100	0,24	1,6	(1,2)	7	ТР43
(200)	60			25	180		0,2	(0,9)	(0,7)	9	ТР66
(2)	0,1	0,6	0,95	20	12	170	4	4	(16)	6	ТР41

S, мА/В	$U_{СИ}$, В	$I_С$, мА	$I_{Снач}$, мА	$C_{11и}$, пФ	$C_{22и}$, пФ	$C_{12и}$, пФ	$K_ш$, дБ ($E_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$)	$K_{ур}$, дБ	$f_{раб\,max}$, МГц ($P_{вых}$, мВт)	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
0,4...2,4	10		0,3...2,5	20		8	3		3	1	ТР64 ТР65
0,5...3,8	10		0,35...3,8	20		8	3		3	1	ТР64 ТР65
0,8...2,6	10		0,8...1,8	20		8	3		3	1	ТР64 ТР65
1...3	10		1...5,5	20		8	3		3	1	ТР64 ТР65
0,15	5		0,3	12	0,4	3	5			1	ТР64
0,3	5		0,3	12	0,4	3	5			1	ТР64
1,8...3,8	10		1,8...6,6	20		8	3		3	1	ТР64 ТР65
4,5...10,5	10	5		7		0,9	7,5	10	300	1	ТР66
3...6	5	5	5	2,5	2	0,5	6	5...7		0,7	ТР67
3...6	5	5	5	2,5	2	0,5	5...7	5...7		0,7	ТР67
4	15		8	4		1	4	2		0,2	ТР68
2	15		1,5	4		1	6	2		0,2	ТР68
1,3...4,4	10		3...12	20		8	3		3	1	ТР64 ТР65
5,2...10,5	10	5		5		0,8	7,5	13		1	ТР69
4...8	10	5		5		0,8	7,5	13		1	ТР69
4...10,5	10	5		5		0,8	7,5	13		1	ТР69
4...8	15	5		5		0,07	7	15		0,5	ТР70
4...8	15	5		5		0,07	7	15		0,5	ТР70

Окончание табл. 12.94

Тип	P_{max}, мВт(Вт)	$U_{СИ\,max}$, В	$U_{ЗС\,max}$, В	$U_{ЗИ\,max}$, В	$I_{С\,max}$, мА	T_{max} ($T_{к\,max}$), °C	$U_{ЗИ\,отс}$, В	$I_{з.ут}$, нА	$U_{ЗИ}$, В
КП301Б	200	20		30	15	70		0,3	30
КП301В	200	20		30	15	70		0,3	30
КП301Г	200	20		30	15	70		0,5	30
КП303А,Б	200	25	30	30		85	0,5...3	1	10
КП303В	200	25	30	30		85	1...4	1	10
КП303Г	200	25	30	30		85	8	0,1	10
КП303Д	200	25	30	30		85	8	1	10
КП303Е	200	25	30	30		85	8	1	10
КП303Ж	200	25	30	30		85	0,3...3	5	10
КП303И	200	25	30	30		85	0,5...2	5	10
КП314А	200	25	30	30	20	85			
КП350А,Б	200	15	15		30	85	6	5	15
КП350В	200	15	15		30	85	6	5	15
КП307А	250	25	30	30	25	125	0,5...3	1	−10
КП307Б,В	250	25	30	30	25	125	1...5	1	−10
КП307Г,Д	250	25	30	30	25	125	1,5...6	1	−10
КП307Е	250	27	27	27	5	125	2,5	1	−10
КП307Ж	250	27	27	27	5	125	7	0,1	−10
КП302А	300	20	20	10	24	100	5	10	10
КП302Б	300	20	20	10	43	100	7	10	10
КП302В	300	20	20	12		100	10	10	10
КП302Г	300	20	20	10		100	7	10	10
КП302АМ	300	20	20	10	24	100	5	10	10
КП302БМ	300	20	20	10	43	100	7	10	10
КП302ВМ	300	20	20	12		100	10	10	10
КП302ГМ	300	20	20	10		100	7	10	10
КП902А,Б	(3,5)	50		30	200	(85)		3	30
КП902В	(3,5)	50		30	200	(85)		3	30
КП905А	(4)	60	70	±30	350	(85)			
КП905Б	(4)	60	70	±30	350	(85)			
КП905В	(4)	60	70	±30	350	(85)			
КП903А	(6)	20	20	15	700	(100)	5...12	100	−15
КП903Б	(6)	20	20	15	700	(100)	1...6,5	100	−15
КП903В	(6)	20	20	15	700	(100)	1...10	100	−15
КП907А	(11,5)	60	70	±30	2200	100			
КП907Б	(11,5)	60	70	±30	1500	100			
КП901А	(20)	70	85	30	4000	(100)			
КП901Б	(20)	70	85	30	4000	(100)			
КП904А	(75)	70	90	30		(100)			
КП904Б	(75)	70	90	30		(100)			

Таблица 12.95. **Транзисторные сборки**

Тип	$I_{К\,max}$, мА	$I_{К,и\,max}$, мА	$P_{К\,max}$ ($P_{К,и\,max}$), Вт	$U_{КЭR}$ ($U_{КЭ}$), В	$U_{КБ\,max}$ ($U_{КЭ\,гр}$), В	$U_{ЭБ\,max}$, В	$h_{21Э}$	f_{h21}, МГц ($h_{21Э}$)	$I_{КБО}$ ($I_{КЭR}$), мкА	$I_{ЭБО}$, мкА
										n-p-n
КIНТ661	5	10	0,1	250	300		5		(30)	
КТС631Б	300	50	1(3)	(30)	30	4	20	350	50	100
КТС631В	300	50	1(3)	(60)	60	4	20	200	200	100

S, мА/В	$U_{СИ}$, В	$I_С$, мА	$I_{Снач}$, мА	$C_{11и}$, пФ	$C_{22и}$, пФ	$C_{12и}$, пФ	$K_ш$, дБ ($E_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$)	$K_{УР}$, дБ	$f_{раб\,max}$, МГц ($P_{вых}$, мВт)	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
0,6	15	5	0,5	3,5	3,5	1	9,5		100	0,7	TP71
1,2	15	5	0,5	3,5	3,5	1	9,5		100	0,7	TP71
0,3	15	5	0,5	3,5	3,5	1	9,5		100	0,7	TP71
1...4	10		0,5...2,5	6		2	4			0,5	TP67
2...5	10		1,5...5	6		2	4			0,5	TP67
3...7	10		3...12	6		2	4			0,5	TP67
2,6	10		3...9	6		2	4			0,5	TP67
4	10		5...20	6		2	4			0,5	TP67
1...4	10		0,3...3	6		2	4			0,5	TP67
2...6	10		1,5...5	6		2	4			0,5	TP67
4	10		2,5...20	6		2				0,5	TP64
6...13	10	10	3,5	6	6	0,07	6			0,7	TP70
6...13	10	10	3,5	6	6	0,07	8			0,7	TP70
4...9	10		3...9	5		1,5	6			0,5	TP67
5...10	10		5...15	5		1,5	6			0,5	TP67
6...12	10		8...24	5		1,5	6			0,5	TP67
3...8	10		1,5...5	5		1,5	6			0,5	TP67
4	10		3...25	5		1,5	6			0,5	TP67
5	7		3...24	20		8	3			1,5	TP72
7	7		18...43	20		8	3			1,5	TP72
5	7		33	20		8	3			1,5	TP72
7	7		15...65	20		8	3			1,5	TP72
5	7		3...24	20		8	3			1,5	TP73
7	7		18...43	20		8	3			1,5	TP73
5	7		33	20		8	3			1,5	TP73
7	7		15...65	20		8	3			1,5	TP73
10	50	50	10	11	11	0,6	6	8...12	(1,2)	6	TP74
10	50	50	10	11	11	0,8	8	8...12	(1,2)	6	TP74
18...39	20	50	20	7	4	0,6	6	8...15	(1,4)	3	TP75
18...39	20	50	20	7	4	0,6	6,5	6...10	(1,4)	3	TP75
18...39	20	50	20	13	6	0,8	6,5	4...8	(1,4)	3	TP75
85...140	10		120...700	(15)	(18)		(5)	7,6...16	(450)	6	TP74
50...130	10		60...480	(15)	(18)		(5)	7,6...16	(450)	6	TP74
60...140	10		90...600	(15)	(18)		(5)	7,6...16	(450)	6	TP74
110...200	20	500	20...100			3			(4 ...6)	3	TP75
110...200	20	500	20...100			3			(3...4)	3	TP75
50...160	20	500	15...200		(100)	10		7...12,5	(10)	6	TP74
60...170	20	500	15...200		(100)	10		10...16	(9,9)	6	TP74
250...610	20	1000	6...350		(300)			11...14	(50...75)	45	TP76
250...510	20	1000	6...350		(300)			11...14	(30...40)	45	TP76

$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, нс	$t_{вкл}$, нс	$t_{рас}$, нс	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	Число транзисторов в сборке	$R_{Тп\ с}$, °C/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
5							4	500	0,4	TP77
1,2	2	40		30	15	100	4		4	TP78
1,2	2	40		60	15	100	4		4	TP78

Окончание табл. 12.95

	$I_{K\,max}$, мА	$I_{K,\,и\,max}$, мА	$P_{K\,max}(P_{K,\,и\,max})$, Вт	$U_{КЭR}(U_{КЭ})$, В	$U_{КБ\,max}(U_{КЭО\,гр})$, В	$U_{ЭБ\,max}$, В	$h_{21Э}$	f_{h21}, МГц ($h_{21э}$)	$I_{КБО}(I_{КЭR})$, мкА	$I_{ЭБО}$, мкА
К1НТ251	400	800	0,16(10)	45	45	4	10	(2)	6	10
КТС613А	400	800	0,8(3,2)	50	(40)	4	25...100	(2)	8	10
КТС613Б	400	800	0,8(3,2)	50	(40)	4	40...200	(2)	8	10
КТС613В	400	800	0,8(3,2)	30	(40)	4	20...120	(2)	8	10
КТС613Г	400	800	0,8(3,2)	30	(40)	4	50...300	(2)	8	10
КТС631А	1000	1300	1(3)	(30)	30	4	20	350	200	100
КТС631Г	1000	1300	1(3)	(60)	60	4	20	200	50	100
										n-p-n
КТС3103А,Б	20	50	0,3	15	15	5	40...200	(9)	0,2	0,5
КТС622А	400	600	0,4(10)	45	45	4	25...150	(2)	10	20
КТС622Б	400	600	0,4(10)	45	45	4	10	(1,5)	10	20
ГТС609А		700	0,5(5)	(50)	(30)	2,5	30...100	60	40	200
ГТС609Б		700	0,5(5)	(50)	(30)	2,5	50...160	60	40	200
ГТС609В		700	0,5(5)	(50)	(30)	2,5	80...420	60	40	200

Статические параметры транзисторов

$I_{КБО}$ – постоянный обратный ток коллектора;

$I_{КЭR}$ – постоянный обратный ток коллектор–эмиттер при определенном сопротивлении в цепи база–эмиттер;

$I_{ЭБО}$ – постоянный обратный ток эмиттера;

$I_{З,\,ут}$ – постоянный ток утечки затвора;

$I_{С\,нас}$ – постоянный начальный ток стока;

$U_{КЭ\,нас}$ – напряжение насыщения коллектор–эмиттер;

$U_{БЭ\,нас}$ – напряжение насыщения база–эмиттер;

$U_{ЗИ\,отс}$ – напряжение отсечки полевого транзистора;

$h_{21\,Э}$ – статический коэффициент передачи тока биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером: отношение постоянного тока коллектора к постоянному току базы.

Параметры в режиме малого сигнала

$h_{21\,э}$ – коэффициент передачи тока биполярного транзистора в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером;

$h_{11\,э}$ – входное сопротивление биполярного транзистора в режиме малого сигнала в схеме с общим эмиттером;

$h_{22\,э}$ – выходная полная проводимость биполярного транзистора в режиме малого сигнала при холостом ходе в схеме с общим эмиттером;

S – крутизна характеристики полевого транзистора: отношение тока стока к изменению напряжения на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в схеме с общим истоком;

C_k – емкость коллекторного перехода. При увеличении обратного напряжения емкость уменьшается;

$C_э$ – емкость эмиттерного перехода. При увеличении обратного смещения на эмиттере емкость уменьшается;

$C_{11\,и}$ – входная емкость полевого транзистора: емкость между затвором и соединенными вместе истоком и стоком;

$C_{12\,и}$ – проходная емкость полевого транзистора: емкость между стоком и затвором;

$C_{22\,и}$ – выходная емкость полевого транзистора.

Частотные параметры

f_{21} – предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора: частота, на которой модуль коэффициента передачи тока $|h_{21э}|$ уменьшается на 3 дБ, т. е. по сравнению с его низкочастотным значением, т. е. до 07;

$f_{гр}$ – граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером: частота, на которой $|h_{21\,э}|$ транзистора, включенного в схеме с общим эмиттером, равен единице;

$K_ш$ – коэффициент шума биполярного (полевого) транзистора;

$K_{ур}$ – коэффициент усиления по мощности биполярного (полевого) транзистора;

$E_ш$ – электродвижущая сила шума полевого транзистора;

$P_{вых}$ – выходная мощность биполярного (полевого) транзистора.

Параметры транзисторов в табл. 12.88–12.96 приведены при нормальной температуре окружающей среды (25 °С).

$U_{КЭнас}$, В	$U_{БЭнас}$, В	$\tau_к$, нс	$t_{нр}$, нс	$t_{рас}$, нс	$C_к$, пФ	$C_э$, пФ	Число транзисторов в сборке	$R_{Тп-с}$, °С/Вт	Масса, г	Корпус (рис. 12.20)
2	1,5			200	15	50	4	218	0,4	TP79
1,2	2	100			15	50	4	125	4	TP80
1,2	2	100			15	50	4	125	4	TP80
1,2	2	100			15	50	4	125	4	TP80
1,2	2	100			15	50	4	125	4	TP80
1,2	2	40		30	15	100	4		4	TP78
1,2	2	40		60	15	100	4		4	TP78
0,6	0,9	0,08			2,5	2,5	2	400	1,5	TP81
1,3	2,2	60	35	120	15	60	4	218	0,4	TP82
2	2,5	60	35	200	15	60	4	218	0,4	TP82
1,6	1,1		100	700	50	250	4	84	4	TP83
1,6	1,1		100	700	50	250	4	84	4	TP83
1,6	1,1		100	700	50	250	4	84	4	TP83

12.13. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Оптоэлектронный полупроводниковый прибор – полупроводниковый прибор, действие которого основано на использовании явлений излучения, передачи или поглощения в видимой, инфракрасной и (или) ультрафиолетовой областях спектра. Габаритные и присоединительные размеры оптоэлектронных приборов показаны на рис. 12.21. Буквенные обозначения параметров даны в соответствии с ГОСТ 23562–79 «Оптопары. Термины, определения и буквенные обозначения параметров».

Светоизлучающий диод – полупроводниковый прибор с одним переходом, в котором осуществляется непосредственное преобразование электрической энергии в энергию светового излучения, предназначенный для использования в устройствах визуального представления информации. Основные параметры диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.96, где I_v – сила света; B – яркость; $\lambda_м$ – длина волны, соответствующая максимуму спектральной характеристики излучения.

Излучающий диод ИК-диапазона – полупроводниковый диод, в котором осуществляется непосредственное преобразование электрической энергии в энергию инфракрасного излучения. Основные параметры диодов при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.97, где P – мощность излучения; $P_и$ – импульсная мощность излучения; $\lambda_м$ – длина волны, соответствующая максимуму спектральной характеристики излучения; A_λ – ширина спектральной характеристики излучения на уровне 0,5 максимального значения.

Полупроводниковый знаковый индикатор – полупроводниковый прибор, состоящий из нескольких светоизлучающих диодов, предназначенный для использования в устройствах визуального представления информации в качестве индикатора знаков. Основные параметры индикаторов приведены в табл. 12.99, где K – относительный разброс яркости или света оптоэлектронного прибора; P – мощность излучения.

Оптопара – оптоэлектронный полупроводниковый прибор, состоящий из излучающего и фотоприемного элементов, между которыми имеется оптическая связь, обеспечивающая электрическую изоляцию между входом и выходом.

Основные параметры оптопар и оптоэлектронных ключей при нормальной температуре окружающей среды приведены в табл. 12.98, где $I_{вх,опт}$ – входной ток оптопары; $U_{вх-вых}$ – напряжение между входом и выходом; $U_{вх,обр}$ – обратное входное напряжение; $I_{вых,и}$($I_{вых}$) – импульсный (постоянный) выходной ток; $I^0_{вх}$ – входной ток логического нуля; $I^0_{вых}$ – втекающий выходной ток нагрузки; $I^1_{вх}$ – входной ток логической единицы; $I^1_{вых}$ – вытекающий выходной ток нагрузки; $U_{ком}$ – коммутируемое напряжение на выходе ; $I_{ком}$ – постоянный коммутируемый ток на выходе; $(du/dt)_{вых}$ – скорость изменения напряжения, прикладываемого к выходной цепи; $P_{потр}$ – потребляемая мощность; K_i – коэффициент передачи тока; $U_{вх}$ – входное напряжение; $U_{пит}$ – напряжение питания; $U_{вых}$ – выходное остаточное напряжение; $I_{ут.вых}$ – ток утечки на выходе оптопары; $U^0_{вых}$, $U^1_{вых}$ – выходное напряжение логического нуля, единицы; $U_{пр.вых}$, $U_{обр.вых}$ – выходное прямое, обратное напряжения; $C_{вх-вых}$ – емкость между входом и выходом оптопары; $R_и$ – сопротивление изоляции между входом и выходом оптопары.

Таблица 12.96. **Светоизлучающие диоды**

Тип	I_v (B) мкд (кд/м^2)	$I_{пр}$, мА	$\lambda_м$, мкм	$U_{пр}$, В	$I_{пр}$, мА	$U_{обр}$, В	$I_{пр max}$, мА	Масса, г	Корпус (рис. 12.21)
				Красного цвета свечения					
АЛ301А	0,025	5	–	2,8	5	–	11	0,009	И1
АЛ102А	0,045	5	–	2,8	5	2	10	0,25	И2
АЛ102Б	0,1	20	–	2,8	20	2	20	0,25	И2
АЛ301Б	0,1	10	–	2,8	10	–	11	0,009	И1
АЛ307А	0,15	10	0,666	2	10	2	20	0,35	И3
АЛ307АМ	0,15	10	0,666	2	10	2	20	0,35	И4
АЛ102Г	0,2	10	–	2,8	10	2	10	0,25	И2
АЛ310Б	0,6	10	0,67	2	10	–	12	0,3	И5
АЛС331А	0,6	20	0,56; 0,7	4	20	2	20	0,5	И5
АЛ316А	0,8	10	0,67	2	10	–	20	0,4	И6
АЛ307Б	0,9	10	0,666	2	10	2	20	0,35	И3
АЛ307БМ	0,9	10	0,666	2	10	2	20	0,35	И4
АЛ310А	1,2	10	0,67	2	10	–	12	0,3	И5
АЛ316Б	1,25	10	0,67	2	10	–	20	0,4	И6
АЛ336А	6	10	–	2	10	2	20	0,35	И7
АЛ336Б	20	10	–	2	10	2	20	0,35	И7
АЛ336К	40	10	–	2	10	2	20	0,35	И7
АЛ112Д	(150)	10	0,68	2	10	–	12	0,5	И7
АЛ112В	(250)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И8
АЛ112И	(250)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И2
АЛ112М	(250)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И9
АЛ112Г	(350)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И2
АЛ112Б	(600)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И8
АЛ112Ж	(600)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И2
АЛ112Л	(600)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И9
АЛ112А	(1000)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И8
АЛ112Е	(1000)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И2
АЛ112К	(1000)	10	0,68	2	10	2	12	0,5	И9
				Зеленого цвета свечения					
АЛ360А	0,3	10	–	1,7	10	–	20	0,4	И10
АЛ307В	0,4	20	0,566	2,5	20	2	22	0,35	И3
АЛ360Б	0,6	10	–	1,7	10	–	20	0,4	И10
АЛ307Г	1,5	20	0,566	2,5	20	2	22	0,35	И3
АЛ336В	4	10	–	2,8	10	2	20	0,35	И7
АЛ336Г	15	10	–	2,8	10	2	20	0,35	И7
АЛ336И	20	10	–	2,8	10	2	20	0,35	И7
				Оранжевого цвета свечения					
АЛ307И	0,4	10	0,56; 0,7	2,5	10	2	22	0,35	И3
АЛ307Л	1,5	10	0,56; 0,7	2,5	10	2	22	0,35	И3
				Желтого цвета свечения					
АЛ307Д	0,4	10	0,56; 0,7	2,5	10	2	22	0,35	И3
АЛ307Е	1,5	10	0,56; 0,7	2,5	10	2	22	0,35	И3
АЛ336Д	4	10	–	2,8	10	2	20	0,35	И7
АЛ336Е	10	10	–	2,8	10	2	20	0,35	И7
КЛ101А	(10)	–	–	5,5	–	–	10	0,03	И11
АЛ336Ж	15	10	–	2,8	10	2	20	0,35	И7
КЛ101Б	(15)	–	–	5,5	–	–	20	0,03	И11
КЛ101В	(20)	–	–	5,5	–	–	40	0,03	И11

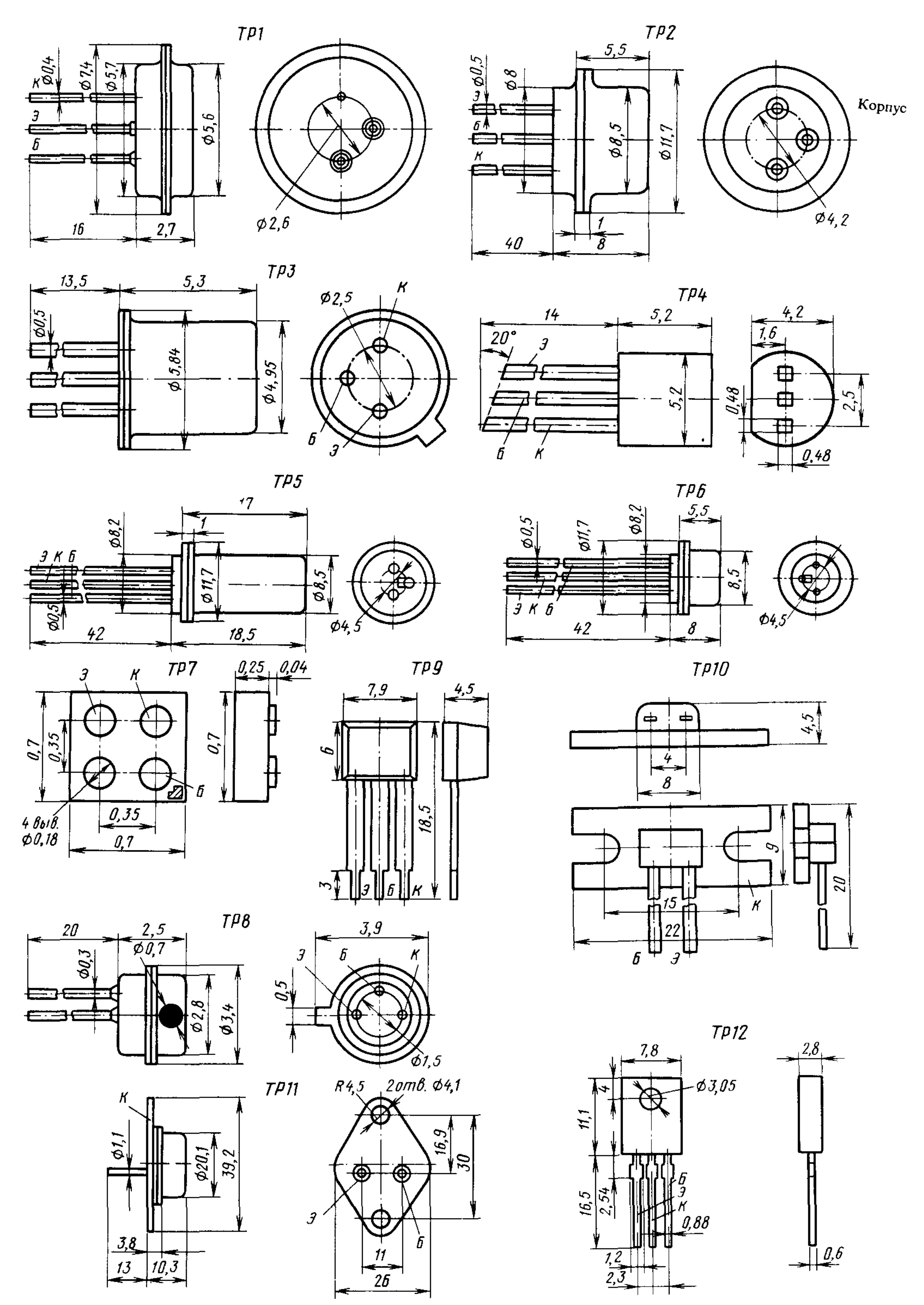
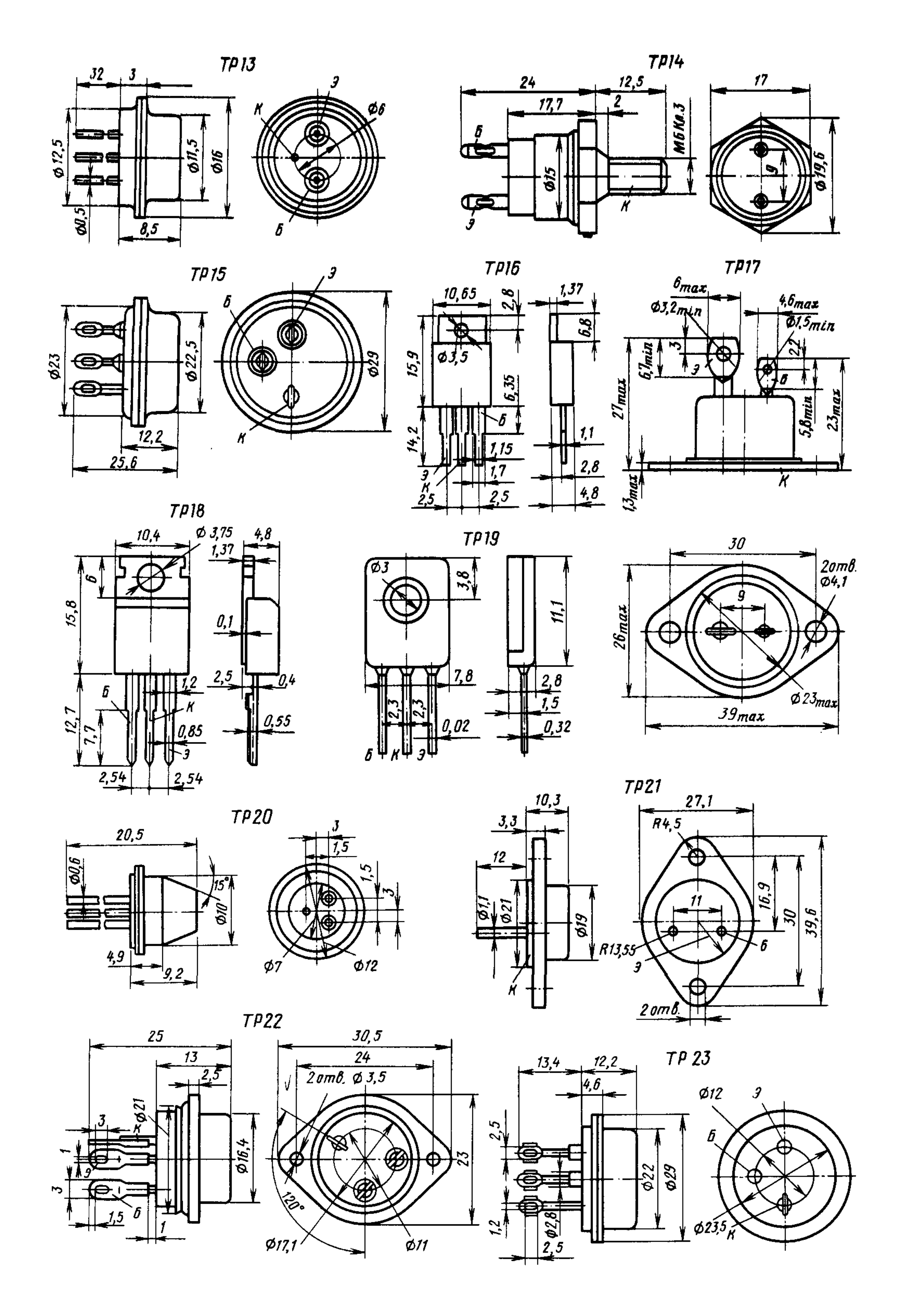
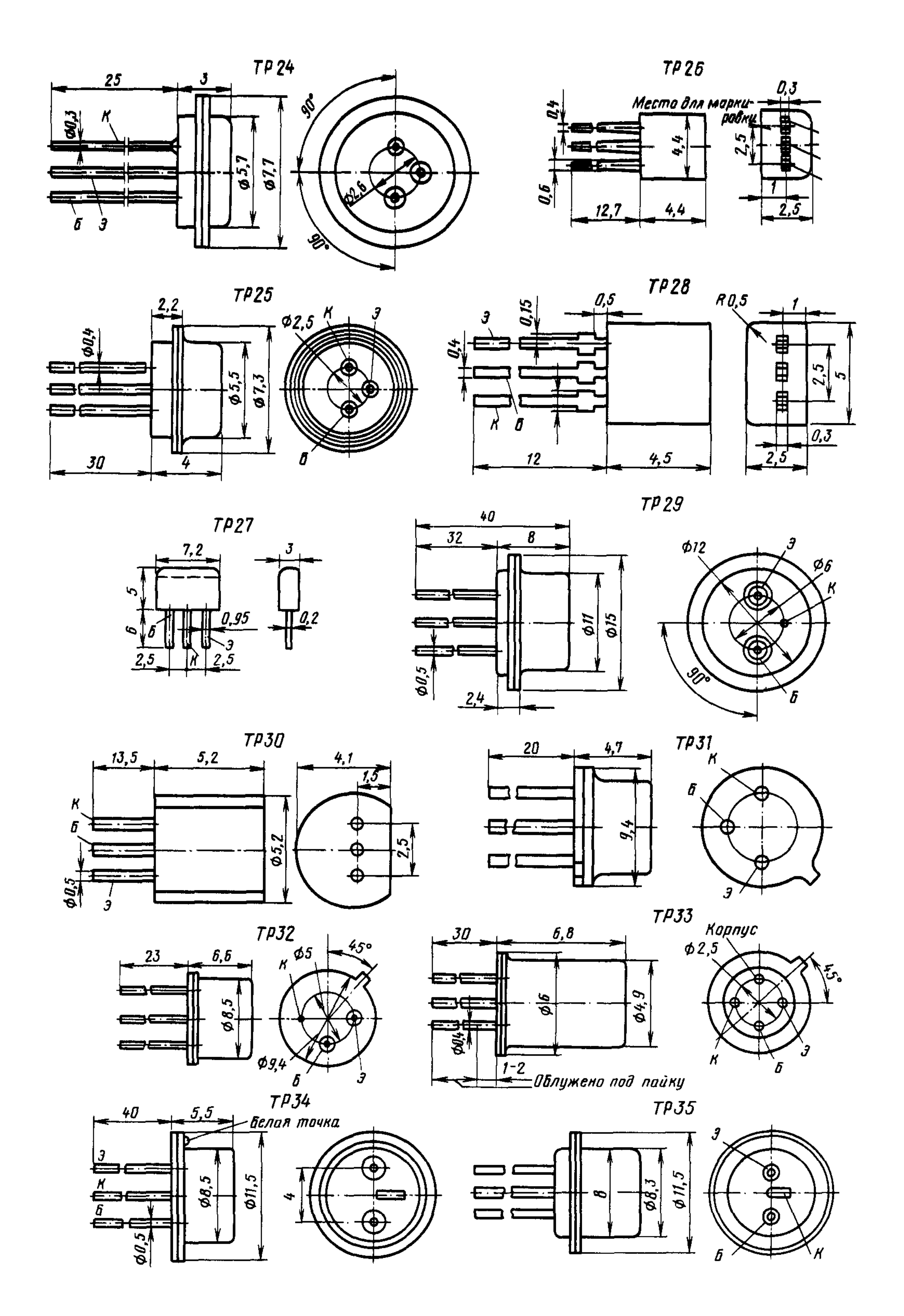

ТР1
ТР2
Корпус
ТР3
ТР4
ТР5
ТР6
ТР7
ТР8
ТР9
ТР10
ТР11
ТР12
2отв. Ф4,1
4 выв. Ф0,18

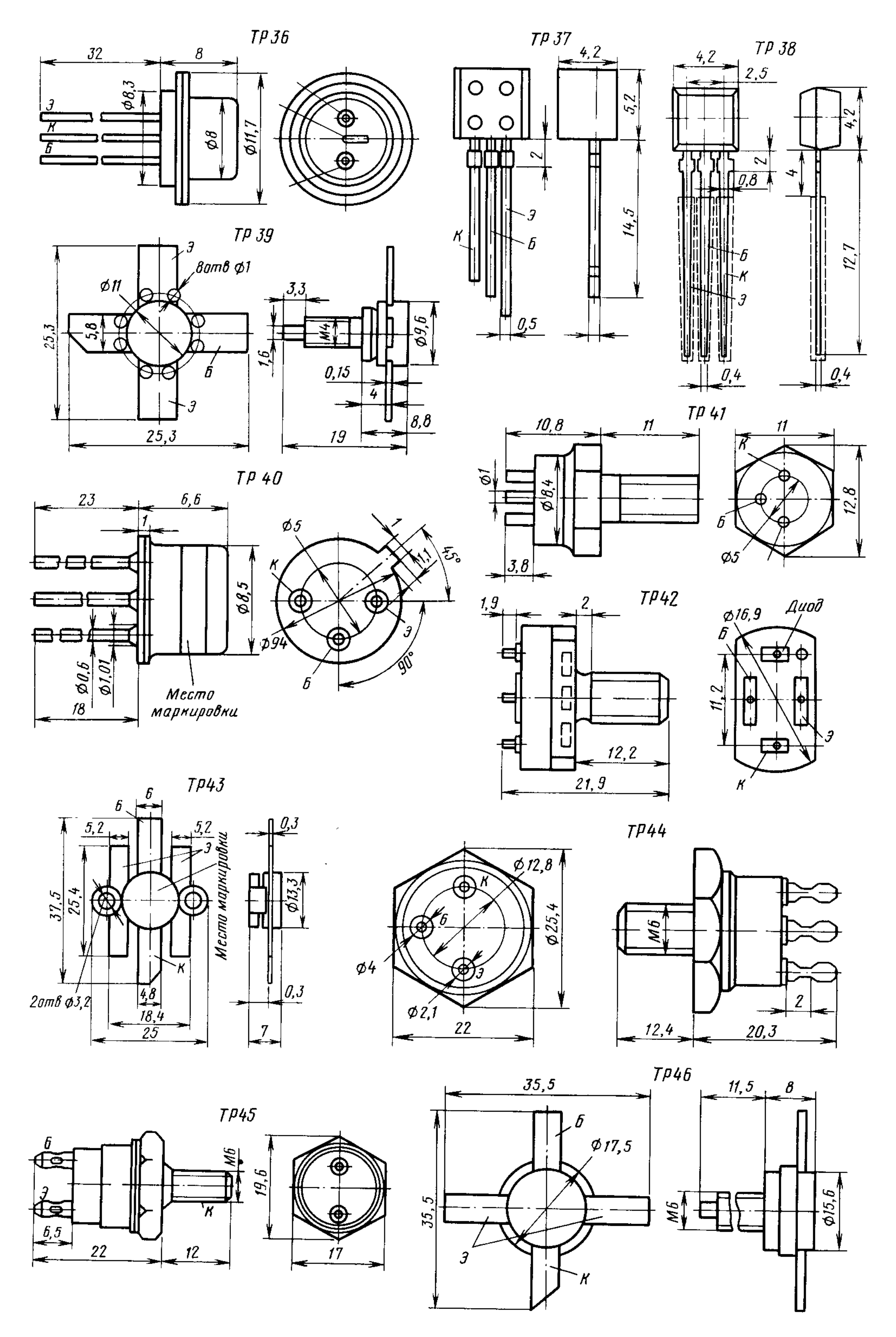
Рис. 12.20

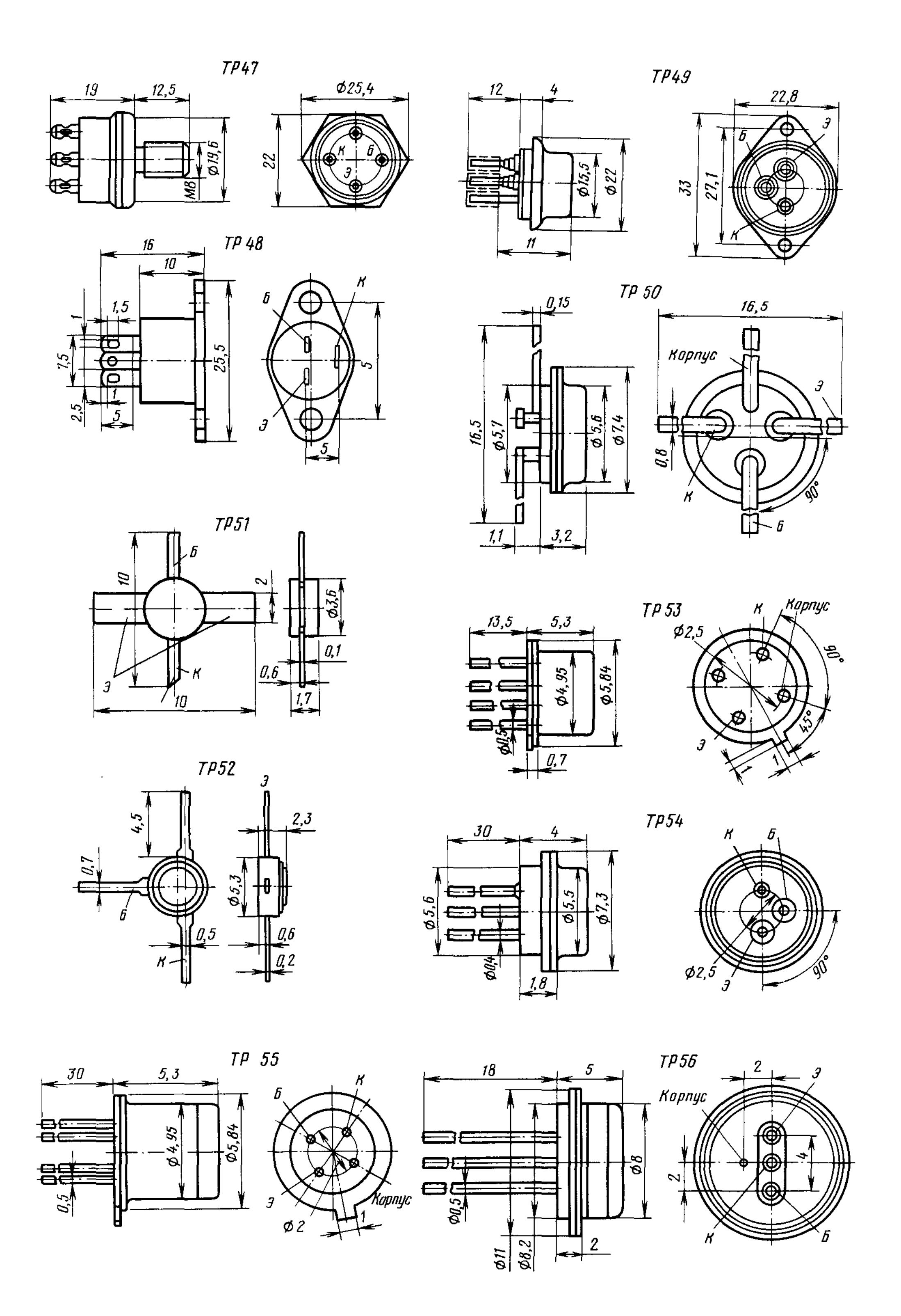


TP13
TP14
TP15
TP16
TP17
TP18
TP19
TP20
TP21
TP22
TP 23

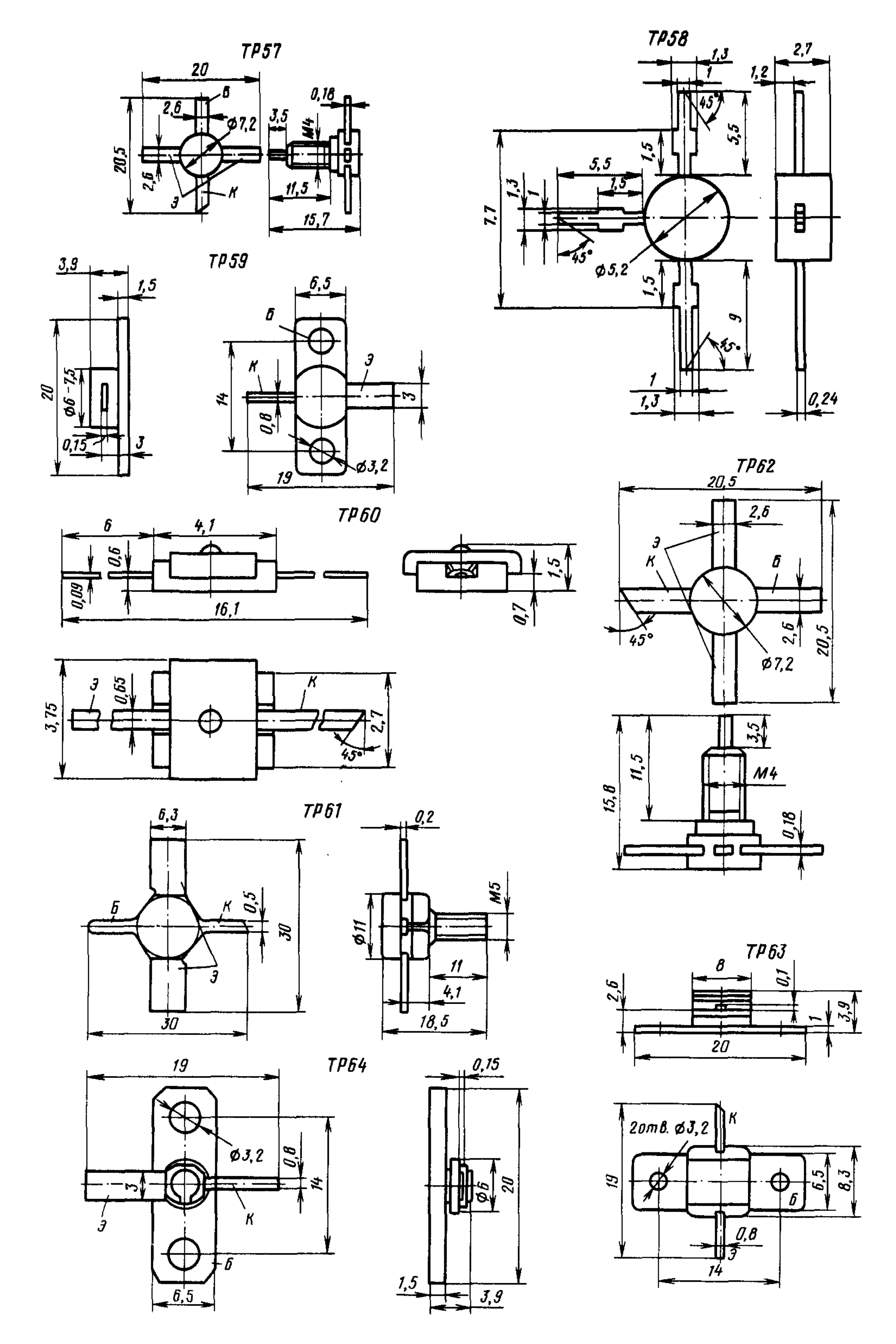


ТР24
25
3
Ф0,3
К
Б
Э
Ф5,7
Ф7,7
90°
Ф2,6
ТР26
Места для маркировки
0,3
0,4
4,4
2,5
0,6
12,7
4,4
1
2,5
ТР25
2,2
Ф0,4
Ф5,5
Ф7,3
30
4
Ф2,5
К
Э
Б
ТР28
0,5
0,15
Э
0,4
К
Б
12
4,5
R0,5
1
2,5
5
0,3
2,5
ТР27
7,2
3
5
6
Б
0,95
Э
0,2
2,5
К
2,5
ТР29
40
32
8
Ф11
Ф15
Ф0,5
2,4
Ф12
Э
Ф6
К
90°
Б
ТР30
13,5
5,2
4,1
1,5
К
Б
Ф5,2
2,5
Ф0,5
Э
ТР31
20
4,7
К
Б
9,4
Э
ТР32
23
6,6
Ф8,5
Ф5
45°
К
Ф9,4
Б
Э
ТР33
30
6,8
Корпус
Ф2,5
Ф6
Ф4,9
Ф0,4
45°
К
Б
Э
1-2
Облужено под пайку
ТР34
40
5,5
Белая точка
Э
К
Б
Ф8,5
Ф11,5
Ф0,5
4
ТР35
Э
8
Ф8,3
Ф11,5
Б
К

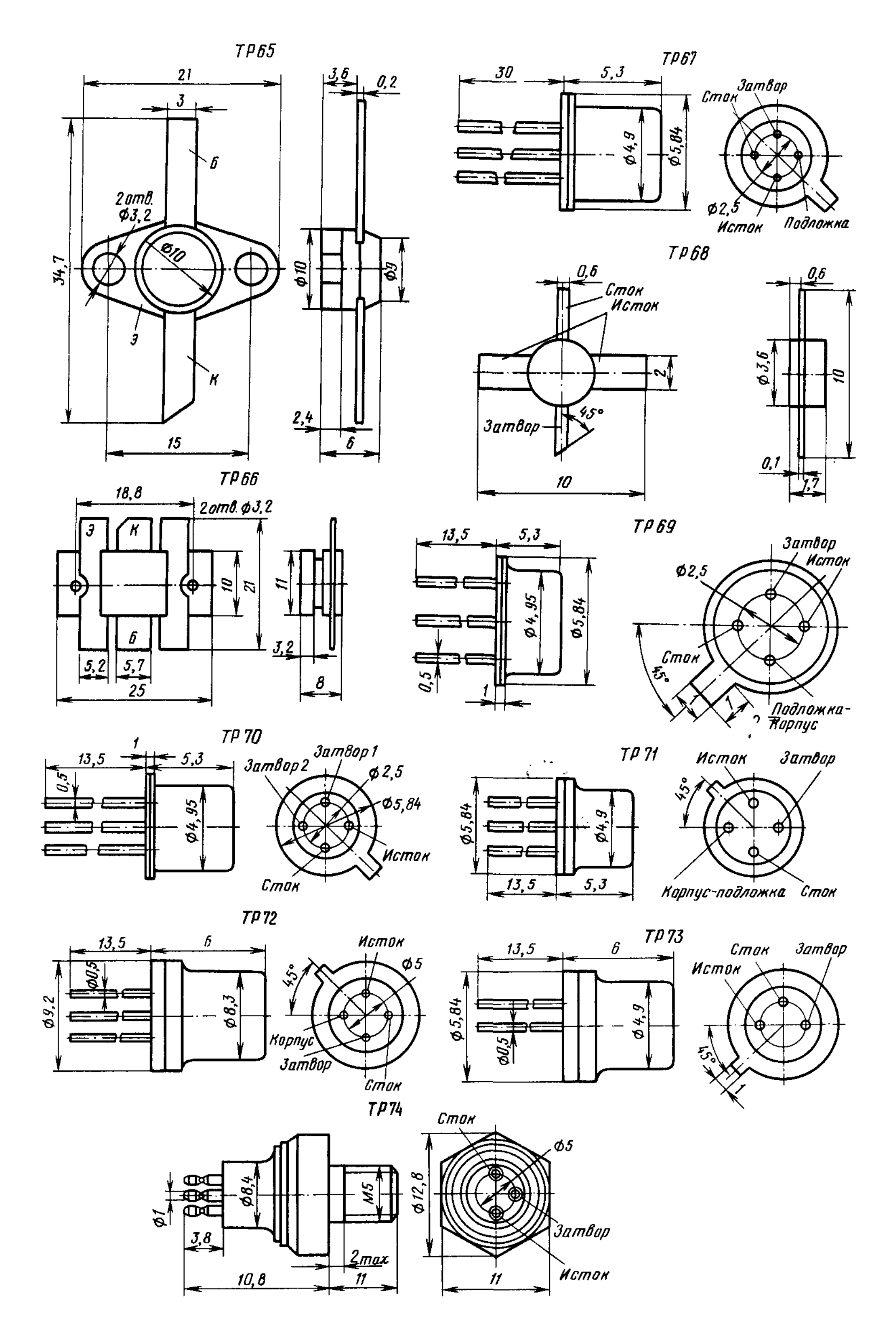

ТР 36
ТР 37
ТР 38
ТР 39
ТР 40
ТР 41
ТР42
ТР43
ТР44
ТР45
ТР46
Место маркировки
Диод
8отв Ф1
2отв Ф3,2

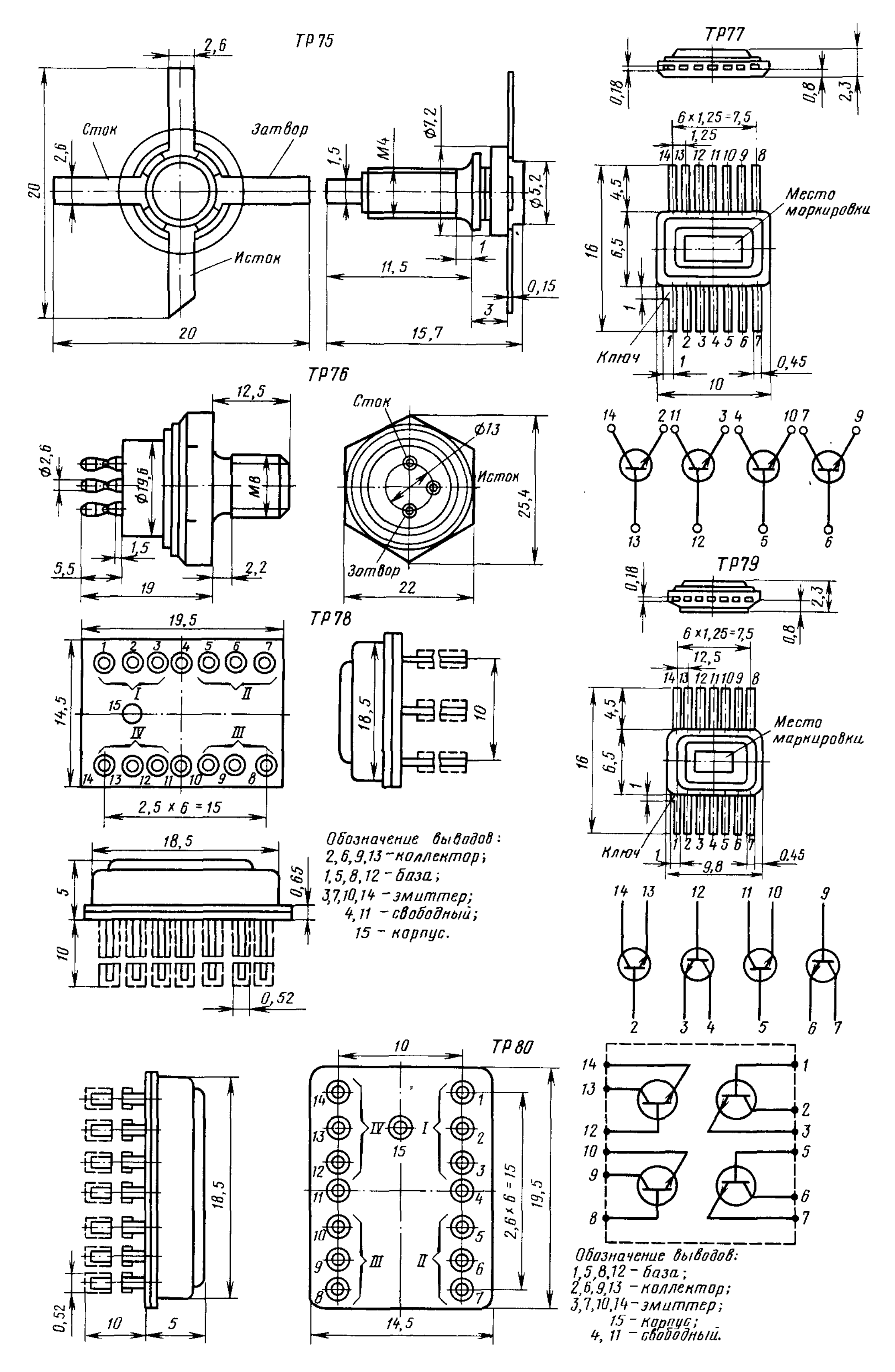


ТР47
19
12,5
Ф25,4
22
К
Б
Э
Ф19,6
М8
ТР49
12
4
22,8
Ф15,5
Ф22
11
33
27,1
Б
Э
К
ТР 48
16
10
1
1,5
7,5
25,5
2,5
5
Б
К
Э
ТР 50
0,15
16,5
Корпус
Э
16,5
Ф5,7
Ф5,6
Ф7,4
0,8
К
90°
Б
1,1
3,2
ТР51
Б
10
2
Ф3,6
0,1
0,6
Э
К
10
1,7
ТР 53
13,5
5,3
К
Корпус
Ф2,5
Ф4,95
Ф5,84
Э
45°
0,7
1
ТР52
Э
4,5
2,3
0,7
Ф5,3
Б
0,5
0,6
К
0,2
ТР54
30
4
К
Б
Ф5,6
Ф5,5
Ф7,3
Ф0,4
1,8
Ф2,5
Э
90°
ТР 55
30
5,3
Б
К
Ф4,95
Ф5,84
0,5
Э
Корпус
Ф2
1
18
5
ТР56
2
Э
Корпус
Ф8
4
2
Ф0,5
К
Б
Ф11
Ф8,2
2

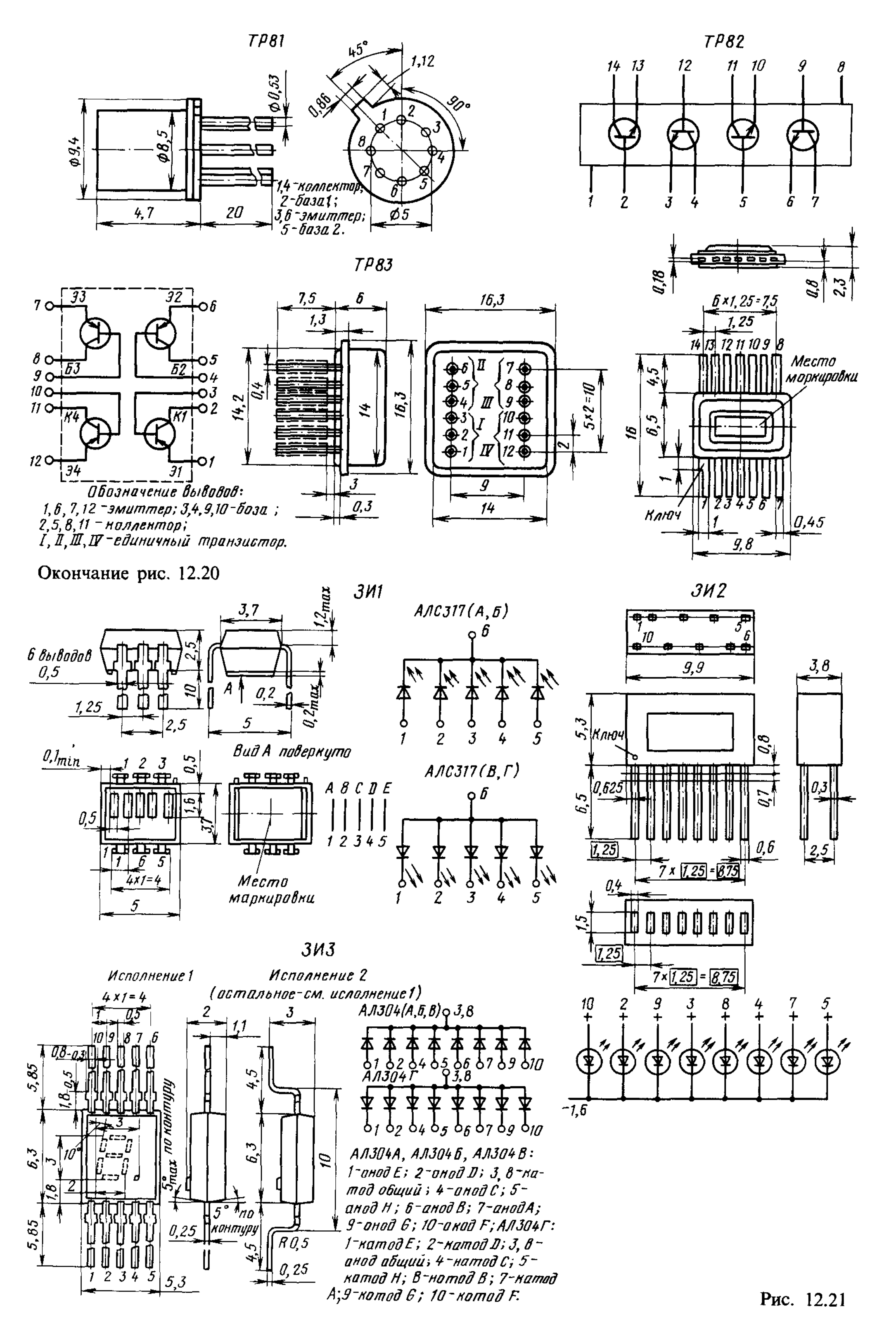


ТР57
ТР58
ТР59
ТР60
ТР61
ТР62
ТР63
ТР64


TP65
21
3
Б
2 отв. Ф3,2
Ф10
34,7
Э
К
15
3,6
0,2
Ф10
Ф9
2,4
6
TP67
30
5,3
Ф4,9
Ф5,84
Затвор
Сток
Ф2,5
Исток
Подложка
TP68
0,6
Сток
Исток
2
45°
Затвор
10
0,6
Ф3,6
10
0,1
1,7
TP66
18,8
2 отв. Ф3,2
Э
К
Б
10
21
5,2
5,7
25
11
3,2
8
13,5
5,3
Ф4,95
Ф5,84
0,5
1
TP69
Затвор
Исток
Ф2,5
Сток
45°
Подложка-Корпус
TP70
13,5
1
5,3
0,5
Ф4,95
Затвор 1
Затвор 2
Ф2,5
Ф5,84
Исток
Сток
TP71
Ф5,84
Ф4,9
13,5
5,3
Исток
Затвор
45°
Корпус-подложка
Сток
TP72
13,5
6
Ф0,5
Ф9,2
Ф8,3
Исток
Ф5
45°
Корпус
Затвор
Сток
TP73
13,5
6
Ф5,84
Ф0,5
Ф4,9
Сток
Затвор
Исток
45°
1
TP74
Ф8,4
M5
Ф1
3,8
2max
10,8
11
Сток
Ф5
Ф12,8
Затвор
Исток
11



ТР75
Сток
Затвор
Исток
ТР77
Место маркировки
Ключ
ТР76
Сток
Исток
Затвор
ТР79
Место маркировки
Ключ
ТР78
Обозначение выводов:
2, 6, 9, 13 – коллектор;
1, 5, 8, 12 – база;
3, 7, 10, 14 – эмиттер;
4, 11 – свободный;
15 – корпус.
ТР80
Обозначение выводов:
1, 5, 8, 12 – база;
2, 6, 9, 13 – коллектор;
3, 7, 10, 14 – эмиттер;
15 – корпус;
4, 11 – свободный.

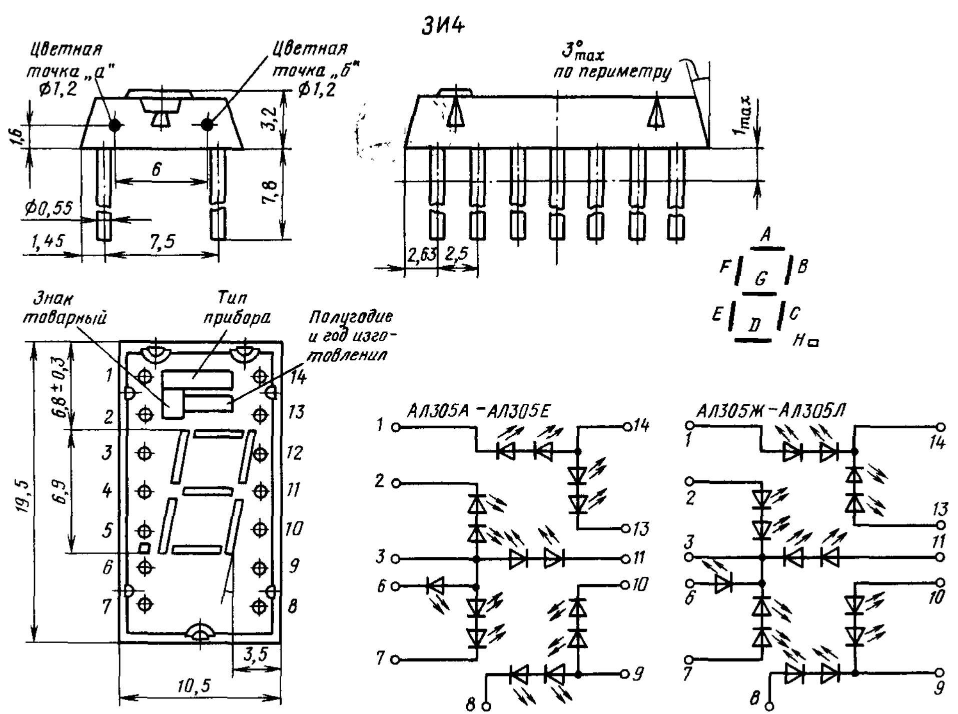


Окончание рис. 12.20

Рис. 12.21

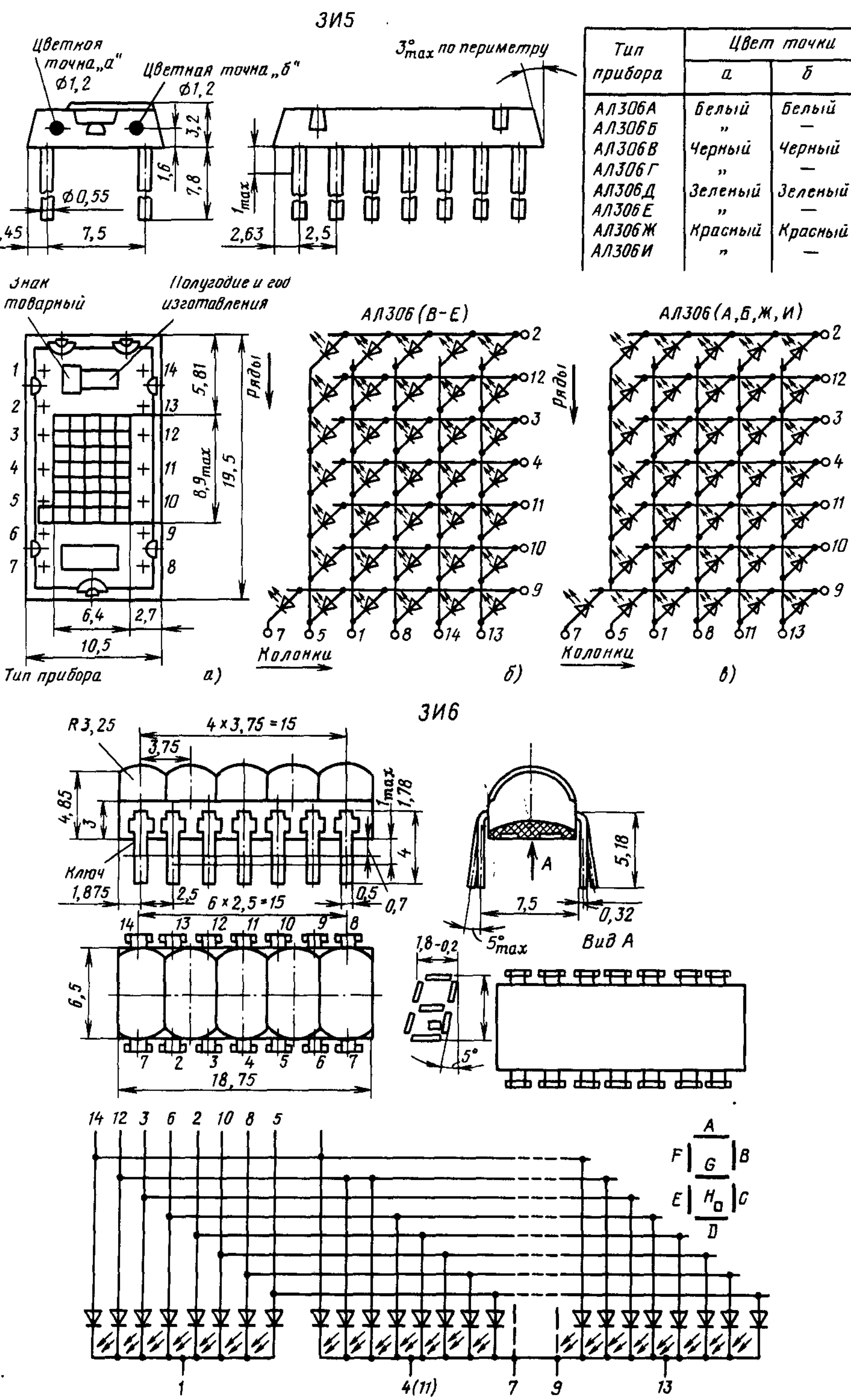
Таблица 12.97. **Излучающие диоды ИК-диапазона**

	$P(P_и)$, мВт	$I_{пр}$, мА ($I_{пр.и}$, А)	$\lambda_м$, мкм	$A\lambda$, нм	$U_{пр}$($U_{пр.и}$), В	$I_{пр}$, мА ($I_{пр.и}$, А)	$U_{обр}$ ($U_{обр.и}$), В	$t_н$, мкс	$t_с$, мкс	Масса, г	Корпус (рис. 12.21)
АЛ106А	0,2	100	0,93	25	1,7	120	–	0,01	0,02	0,5	И12
АЛ106Б	0,4	100	0,93	25	1,7	120	–	0,01	0,02	0,5	И12
АЛ106В	0,6	100	0,93	25	1,7	120	–	0,01	0,02	0,5	И12
АЛ103Б	0,6	50	0,95	10...50	1,6	52	(2)	0,2...0,3	0,5	0,1	И13
АЛ103А	1	50	0,95	10...50	1,6	52	(2)	0,2...0,3	0,5	0,1	И13
АЛ108А	1,5	100	0,94	35...70	1,35	110 (4)	2	0,4...2,4	1...2	0,15	И14
АЛ107Б	10 (50)	100 (0,8)	0,9...1,2	–	2	100 (0,8)	–	–	–	0,2	И15
АЛ115А	10	50	0,95	50	2	50	4	0,3	0,5	0,2	И16
АЛ107А	60 (300)	100 (0,8)	0,9...1,2	–	2	100 (0,8)	–	–	–	0,2	И15



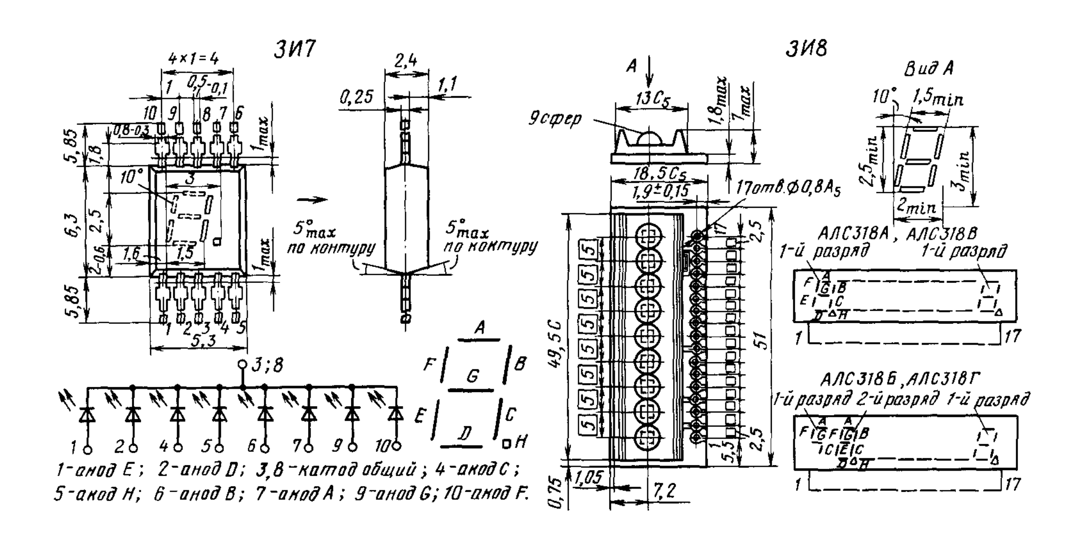
АЛ305А–АЛ305Е: 1 – катод A; 2 – катод F; 3, 9, 14 – анод общий; 6 – катод H; 7 – катод E; 8 – катод D; 10 – катод C; 11 – катод G; 13 – катод B;
АЛ305Ж–АЛ305Л: 1 – анод A; 2 – анод F; 3, 9, 14 – катод общий; 6 – анод H; 7 – анод E; 8 – анод D; 10 – анос C; 11 – анод G; 13 – анод B.

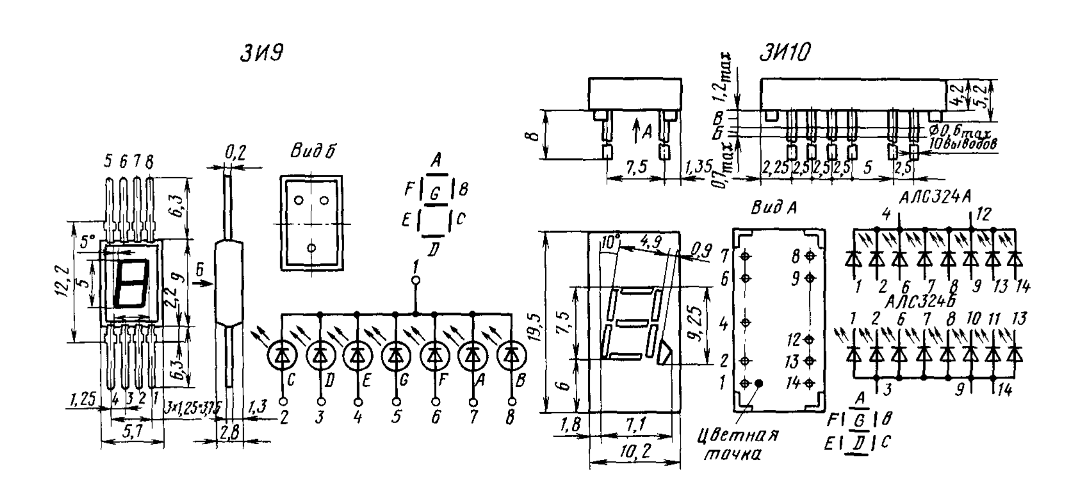
Рис. 12.21

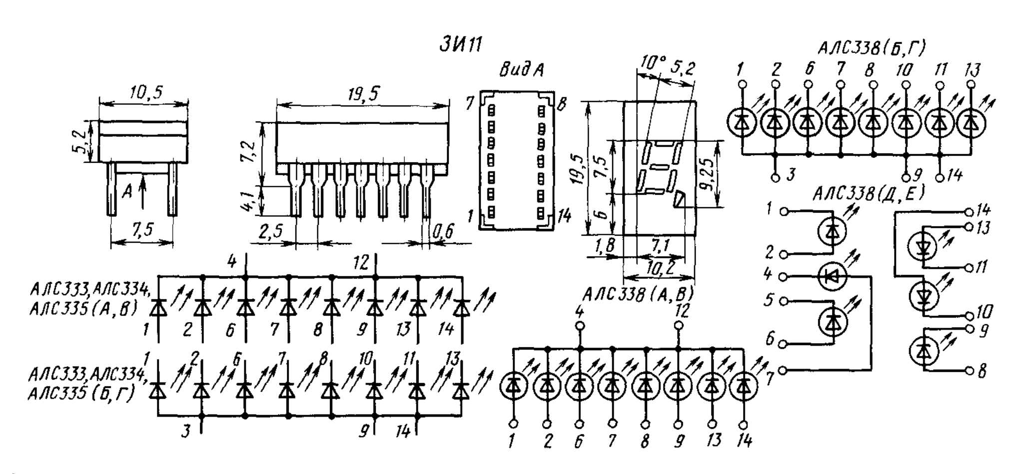


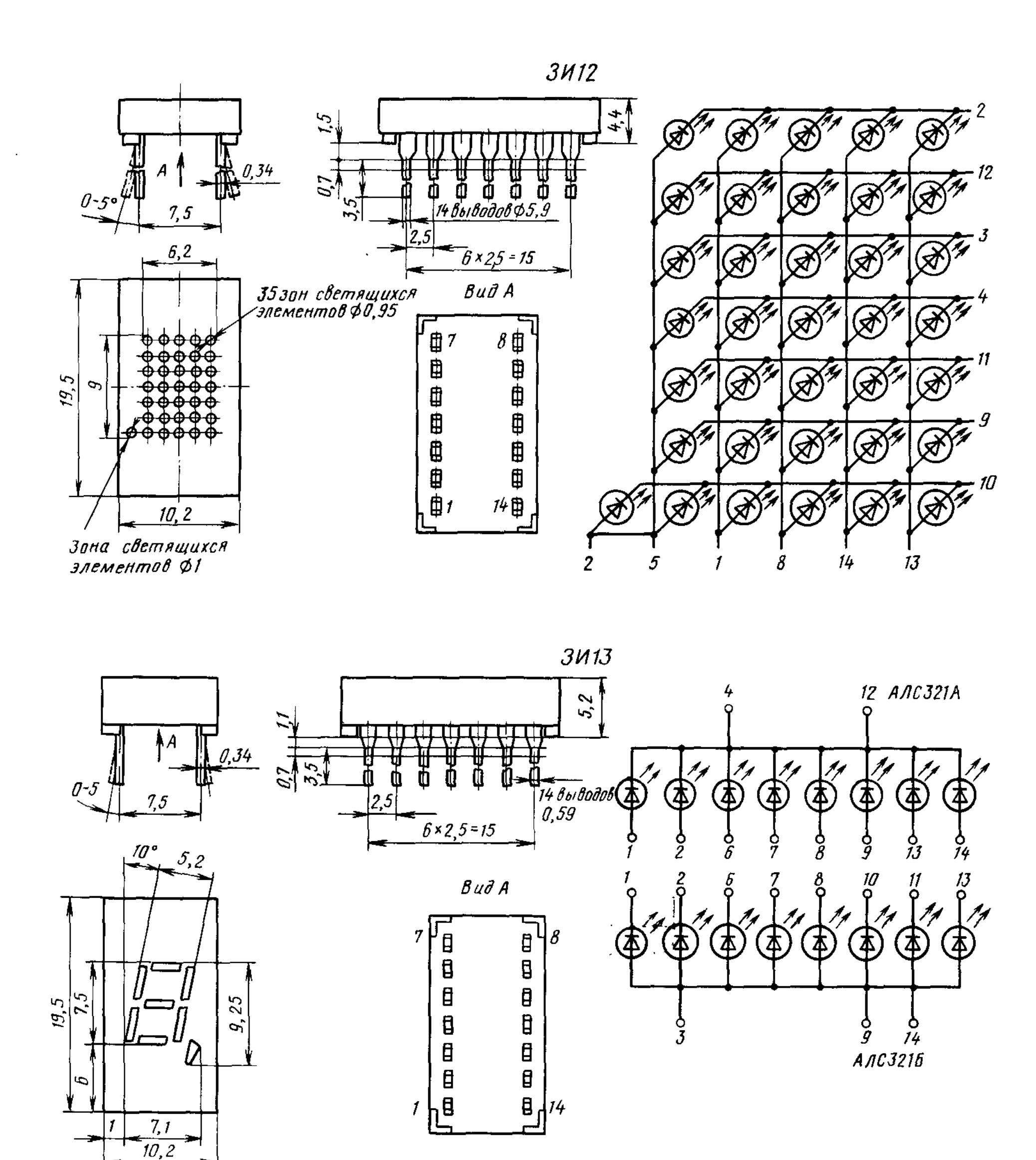
Тип прибора	Цвет точки	
	а	б
АЛ306А	Белый	Белый
АЛ306Б	„	—
АЛ306В	Черный	Черный
АЛ306Г	„	—
АЛ306Д	Зеленый	Зеленый
АЛ306Е	„	—
АЛ306Ж	Красный	Красный
АЛ306И	„	—

1-разряд 1, катод; 2-сегмент E, анод; 3-сегмент C, анод; 4-разряд 3, катод; 5-сегмент H, анод; 6-сегмент D, анод; 7-разряд 5, катод; 8-сегмент G, анод; 9-разряд 4, катод; 10-сегмент F, анод; 11-разряд 3, катод; 12-сегмент B, анод; 13-разряд 2, катод; 14-сегмент A, анод.

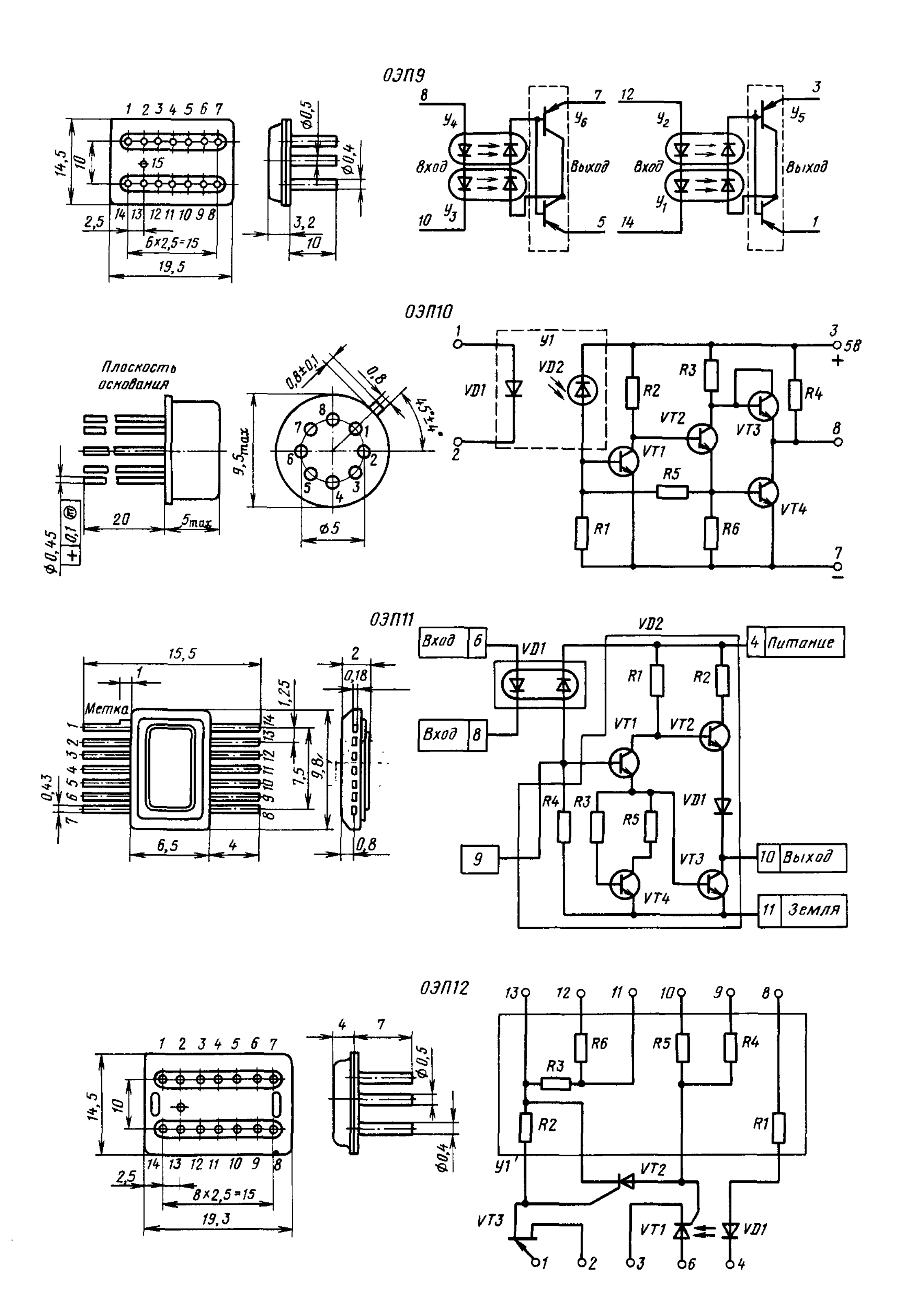

3И7
3И8
Вид А
9сфер
17отв.Ø0,8A5
5° max по контуру
5° max по контуру
АЛС318А, АЛС318В
1-й разряд
1-й разряд
АЛС318Б, АЛС318Г
1-й разряд 2-й разряд 1-й разряд
1-анод E; 2-анод D; 3,8-катод общий; 4-анод C;
5-анод H; 6-анод B; 7-анод A; 9-анод G; 10-анод F.


3И9
3И10
Вид Б
Вид А
Ø0,6max 10выводов
АЛС324А
АЛС324Б
Цветная точка

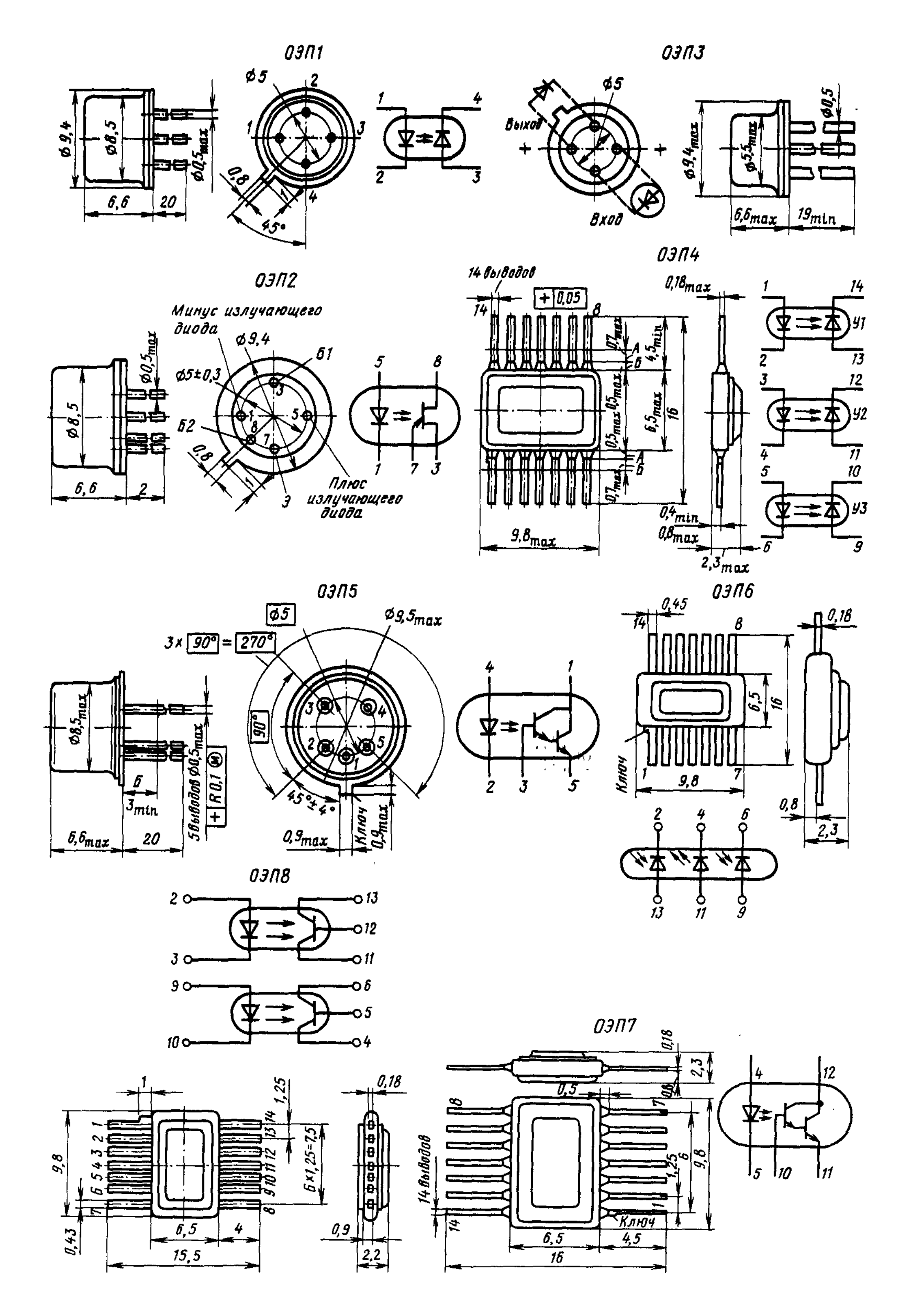

3И11
Вид А
АЛС338(Б,Г)
АЛС338(Д,Е)
АЛС333, АЛС334, АЛС335(А,В)
АЛС333, АЛС334, АЛС335(Б,Г)
АЛС338(А,В)



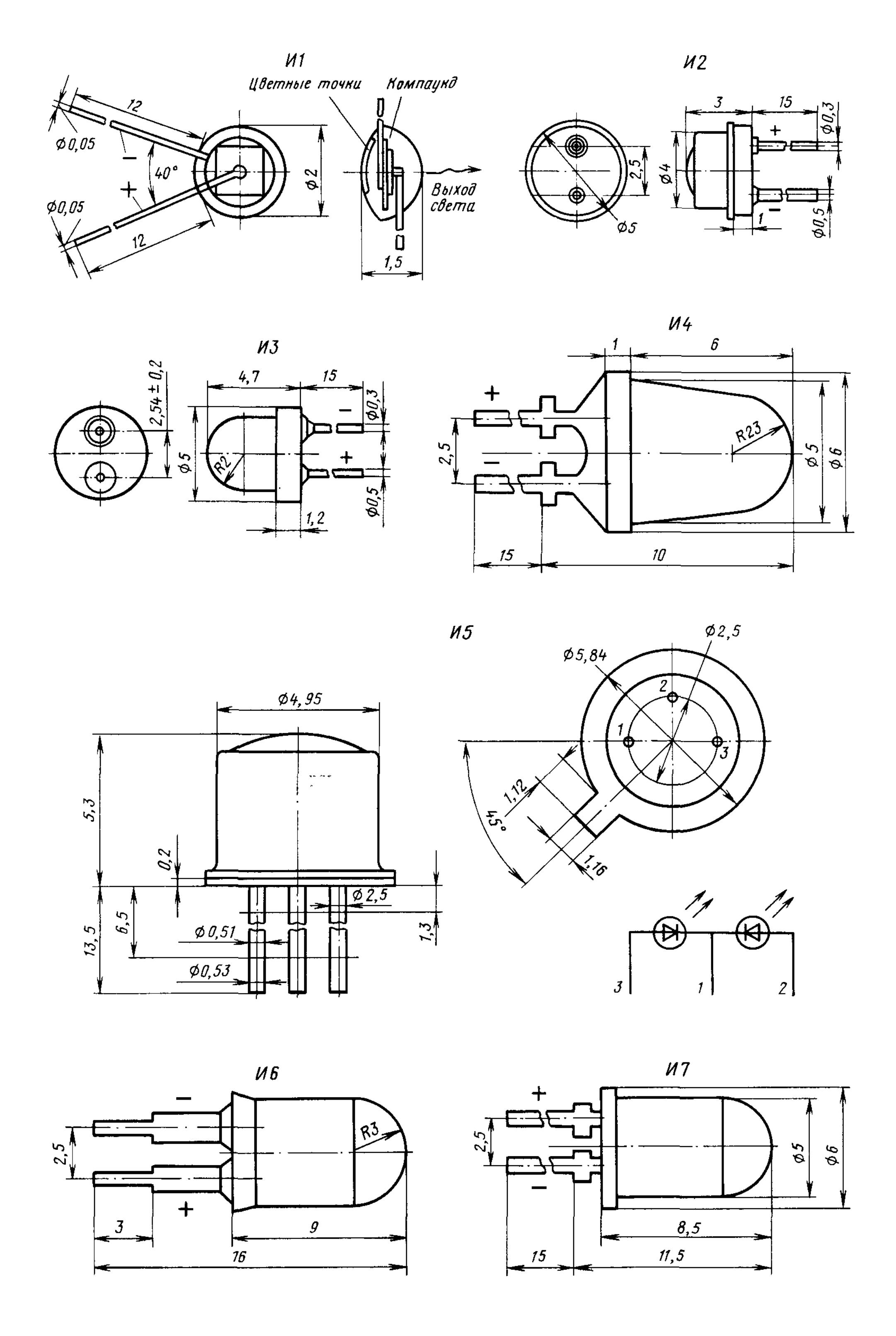
3И12
1,5
4,4
A
0,34
0-5°
7,5
0,7
3,5
14 выводов Ф5,9
2,5
6×2,5=15
6,2
35 зон светящихся элементов Ф0,95
Вид A
19,5
9
10,2
Зона светящихся элементов Ф1
7
8
1
14
2
12
3
4
11
9
10
2
5
1
8
14
13
3И13
5,2
1,1
0,34
0-5
7,5
0,7
3,5
2,5
14 выводов 0,59
6×2,5=15
4
12 АЛС321А
1
2
6
7
8
9
13
14
1
2
6
7
8
10
11
13
3
9
14
АЛС321Б
Вид A
10°
5,2
19,5
7,5
9,25
6
1
7,1
10,2
7
8
1
14



ОЭП9
Вход
Выход
Вход
Выход
ОЭП10
Плоскость основания
ОЭП11
Вход
Вход
Питание
Выход
Земля
Метка
ОЭП12



ОЭП1
ОЭП3
ОЭП2
Минус излучающего диода
Плюс излучающего диода
ОЭП4
14 выводов
ОЭП5
Ключ
ОЭП6
ОЭП8
ОЭП7
14 выводов
Ключ
Выход
Вход


И1
Цветные точки
Компаунд
12
Ф0,05
40°
Ф2
Выход света
1,5
И2
3
15
Ф0,3
2,5
Ф4
Ф5
Ф0,5
1
И3
2,54 ± 0,2
4,7
15
Ф0,3
Ф5
R2
Ф0,5
1,2
И4
1
6
2,5
R23
Ф5
Ф6
15
10
И5
Ф2,5
Ф5,84
1,12
45°
1,16
Ф4,95
5,3
0,2
Ф2,5
6,5
13,5
Ф0,51
Ф0,53
1,3
И6
2,5
R3
3
9
16
И7
2,5
Ф5
Ф6
8,5
15
11,5

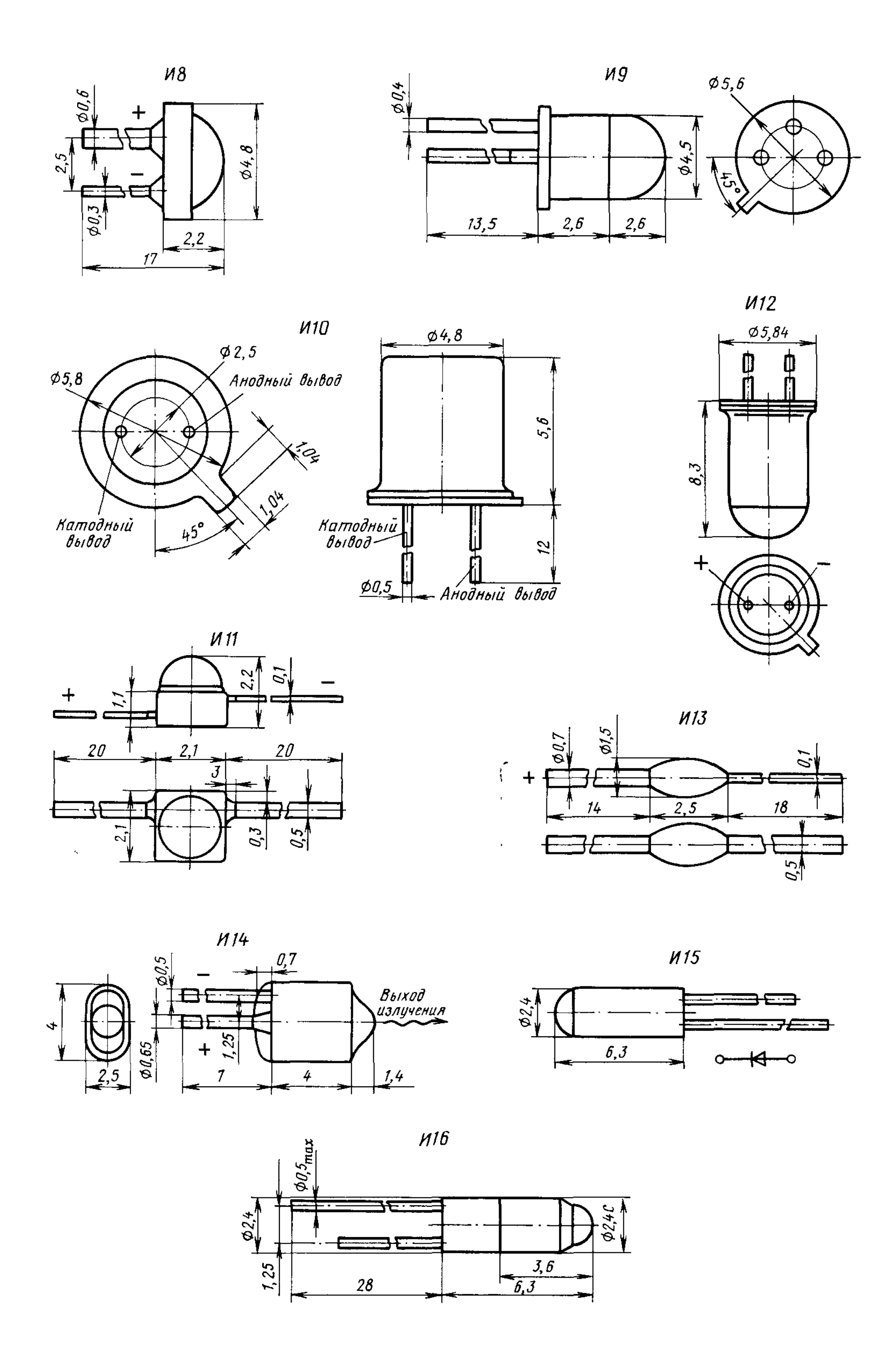

И8
Ф0,6
+
−
2,5
Ф0,3
Ф4,8
2,2
17
И9
Ф0,4
Ф5,6
Ф4,5
45°
13,5
2,6
2,6
И10
Ф2,5
Ф5,8
Анодный вывод
1,04
1,04
45°
Катодный вывод
Ф4,8
5,6
12
Катодный вывод
Ф0,5
Анодный вывод
И12
Ф5,84
8,3
+
−
И11
+
1,1
2,2
0,1
−
20
2,1
20
3
2,1
0,3
0,5
И13
Ф0,7
Ф1,5
+
0,1
14
2,5
18
0,5
И14
Ф0,5
0,7
−
Выход излучения
4
+
1,25
Ф0,65
2,5
7
4
1,4
И15
Ф2,4
6,3
И16
Ф0,5max
Ф2,4
Ф2,4С
1,25
28
3,6
6,3

Таблица 12.98. **Оптопары и оптоэлектронные ключи**

Тип	$I_{вх,опт}$, мА	$I_{вх,опт,и}$, мА	$U_{вх-вых}$, В	$U_{вх,обр}$, ($U_{обр}$), В	$I_{вых,и}$, ($I_{вых}$), мА	$I^0_{вх}$ ($I_{вых}$), мА	$I^1_{вх}$ ($I^1_{вых}$), мА	$U_{ком}$, В ($I_{ком}$, мА)	$(du/dt)_{вых}$, В/мкс	$P_{рас}$, ($P_{готр}$), мВт	K_i(%)
АОД101А	20	100	100	3,5 (15)							(1)
АОД101Б	20	100	100	3,5 (100)							(1,5)
АОД101В	20	100	100	3,5 (15)							(1,2)
АОД101Г	20	100	100	3,5 (15)							(0,7)
АОД101Д	20	100	100	3,5 (15)							(1)
АОТ102А	40	150	500							300	0,5...0,55
АОТ102Б	40	150	500							300	0,54...0,6
АОТ102В	40	150	500							300	0,59...0,66
АОТ102Г	40	150	500							300	0,64...0,71
АОТ102Д	40	150	500							300	0,7...0,78
АОТ102Е	40	150	500							300	0,77...0,85
АОУ103А	55				(100)				5		
АОУ103Б	55				(100)				5		
АОУ103В	55				(100)				5		
АОД109А	10	100	100	3,5(40)							(1,2)
АОД109Б	10	100	100	3,5(10)							(1)
АОД109В-АОД109И	10	100	100	3,5 (40)							(1,2)
АОТ110А	30	100	100	0,7	200(200)			30		360	
АОТ110Б	30	100	100	0,7	100(100)			50		360	
АОТ110В	30	100	100	0,7	100 (100)			30		360	
АОТ110Г	30	100	100	0,7	200 (200)			15		360	
АОД111А	40	100									
АОТ122А	15	85			(15)			50			
АОТ122Б	15	85			(25)			30			
АОТ122В	15	85			(15)			30			
АОТ122Г	15	85			(15)			15			
К249КП1 К249КП2	10	20	100	2,5				30 (5)		34	(0,5)
К249КН1А К249КН1Б К249КН1В	30	100	100	3,5				30 (0,5)			
К249КН1Г К249КН1Д К249КН1Е	30	100	100	3,5				30 (0,5)			
К262КП1А						(10)	(1)		10		
К262КП1Б						(10)	(1)		10		
249ЛП1А	20	100	100	3,5		(1,8)	(1,5)			(5)	
249ЛП1Б	20	100	100	3,5		(1,8)	(1,5)			(5)	
249ЛП1В	20	100	100	3,5		(1,8)	(1,5)			(5)	
295АГ1А			100		(50)				50	500	
295АГ1Б			100		(50)				50	500	
295АГ1В			100		(100)				50	500	
295АГ1Г			100		(100)				50	500	
295АГ1Д			100		(200)				50	500	

* Значение в микросекундах.

$U_{вх}$ ($U_{пит}$), В	$U_{вых}$, В	$U_{вкл}$, В	$I_{вкл}$ ($I_{выкл}$), мА	$I_{ут, вых}$, мкА	$U^0_{вых}$ ($U^1_{вых}$), В	$U_{пр, вых}$ ($U_{обр, вых}$), В	$t_{нр}$, нс ($t_{зд, вкл}$, мкс	$t_{сп}$, нс ($t_{зд, выкл}$, мкс)	$C_{вх-вых}$, пФ	$R_и \times 10^9$, Ом ($U_и$, В)	Масса, г	Корпус (рис. 12.21)
1,5							100	100	2	1	1,1	ОЭП1
1,5							500	500	2	1	1,1	ОЭП1
1,5							1000	1000	2	1	1,1	ОЭП1
1,5							500	500	2	5	1,1	ОЭП1
1,8							250	250	2	1	1,1	ОЭП1
2	4		(1)	1						0,1	1,5	ОЭП2
2	4		(1)	1						0,1	1,5	ОЭП2
2	4		(1)	1						0,1	1,5	ОЭП2
2	4		(1)	1						0,1	1,5	ОЭП2
2	4		(1)	1						0,1	1,5	ОЭП2
2	4		(1)	1						0,1	1,5	ОЭП2
2	2		20 (10)	100		50					1,2	ОЭП3
2	2		50 (10)	100		200					1,2	ОЭП3
2	2		20 (10)	100		200 (200)					1,2	ОЭП3
1,5							1000	1000	2	1	0,49	ОЭП4
1,5							500	500	2	1	0,49	ОЭП4
1,5							500	500	2	1	0,49	ОЭП4
2	1,5			100						1	1,5	ОЭП5
2	1,5			100						1	1,5	ОЭП5
2	1,5			100						1	1,5	ОЭП5
2	1,5			100						1	1,5	ОЭП5
2						(6)					0,5	ОЭП6
1,6	1,5			10			6*	100*		1 (100)	0,6	ОЭП7
1,6	1,5			10			6*	100*		1 (100)	0,6	ОЭП7
1,6	1,5			10			6*	100*		1 (100)	0,6	ОЭП7
1,6	1,5			10			6*	100*		1 (100)	0,6	ОЭП7
							(4...8)	(4...25)		0,5	2	ОЭП8
3,5	0,2			0,05			(10)	(10)	5	1	2,5	ОЭП9
3,5	0,2			0,1			(10)	(10)	5	1	2,5	ОЭП9
(5)					0,3 (2,3)		100 (0,7)	100 (0,7)	5	0,1	2,5	ОЭП10
(5)					0,3 (2,3)		100 (0,35)	100 (0,35)	5	0,1	2,5	ОЭП10
1,5 (5)					0,3 (2,3)		(0,5)	(0,9)	2	1	0,4	ОЭП11
1,5 (5)					0,3 (2,3)		(0,3)	(0,6)	2	1	0,4	ОЭП11
1,5 (5)					0,3 (2,3)		(1)	(1,2)	2	1	0,4	ОЭП11
(12)	2,5	3,6	20	10						0,1	2,5	ОЭП12
(27)	2,5	3,6	20	10						0,1	2,5	ОЭП12
(27)	2,5	3,6	20	10						0,1	2,5	ОЭП12
(48)	2,5	3,6	20	10						0,1	2,5	ОЭП12
(48)	2,5	3,6	20	10						0,1	2,5	ОЭП12

Таблица 12.99. **Знаковые индикаторы**

Тип	I_v(B), мкд (кд/м²)	$I_{пр}$, мА	Высота знаков, мм (число разрядов)	K	$\lambda_м$, мкм	$U_{пр}$, В	$U_{обр\,max}$, В	$I_{пр\,max}$ ($I_{пр.\,и\,max}$), мА	P, мВт	Масса, г	Корпус (рис. 12.21)
Линейные шкалы											
АЛС317А	0,16	10	–	3	0,665	2	–	12	–	0,25	ЗИ1
АЛС317Б	0,35	10	–	3	0,665	2	–	12	–	0,25	ЗИ1
АЛС317В	0,08	10	–	3	0,568	3	–	12	–	0,25	ЗИ1
АЛС317Г	0,16	10	–	3	0,568	3	–	12	–	0,25	ЗИ1
АЛС345А	0,3	10	–	0,4	0,67	2,2	4,0	12	–	1,5	ЗИ2
АЛС345Б	0,2	10	–	0,5	0,67	2,2	4,0	12	–	1,5	ЗИ2
Знаковые индикаторы красного цвета свечения											
АЛ304А	(140)	5	3	– 0,6	–	2	–	11	264	0,25	ЗИ3
АЛ304Б	(320)	5	3	– 0,6	–	2	–	11	264	0,25	ЗИ3
АЛ304Г	(350)	5	3	– 0,6	–	3	–	11	264	0,25	ЗИ3
АЛ305А	(350)	20	6,9	– 0,6	–	4	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305Б	(200)	20	6,9	± 0,6	–	4	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305В	(120)	20	6,9	± 0,6	–	4	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305Г	(60)	20	6,9	– 0,6	–	6		22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305Ж	(350)	20	6,9	– 0,6	–	6	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305И	(200)	20	6,9	– 0,6	–	6	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305К	(120)	20	6,9	± 0,6	–	6	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305Л	(60)	20	6,9	± 0,6	–	6	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ306А	(350)	10	8,9	– 0,6	–	2	–	11	792	1,5	ЗИ5
АЛ306Б	(200)	10	8,9	± 0,6	–	2	–	11	792	1,5	ЗИ5
АЛ306В	(350)	10	8,9	– 0,6	–	3	–	11	1188	1,5	ЗИ5
АЛ306Г	(200)	10	8,9	± 0,6	–	3	–	11	1188	1,5	ЗИ5
АЛ306Д	(120)	10	8,9	± 0,6	–	3	–	11	1188	1,5	ЗИ5
АЛ306Е	(60)	10	8,9	± 0,6	–	3	–	11	1188	1,5	ЗИ5
АЛС311А	0,4	0,8	3	–	0,65...0,66	2	5	5	–	5	ЗИ6
АЛС314А	(350)	5	2,5	± 0,5	0,65...0,67	2	5	8	–	0,25	ЗИ7
АЛС318А	0,95	5	2,5 (9)	–	–	1,9	5	(40)	(45)	7,7	ЗИ8
АЛС318Б	0,95	5	2,5 (9)	–	–	1,9	5	(40)	(45)	7,7	ЗИ8
АЛС318В	0,95	5	2,5 (9)	–	–	1,9	5	(40)	(45)	7,7	ЗИ8
АЛС318Г	0,95	5	2,5 (9)	–	–	1,9	5	(40)	(45)	7,7	ЗИ8
АЛС320А	0,4	10	5	–	0,62...0,67	2	2	(60)	–	0,3	ЗИ9
АЛС320Г	0,6	10	5	–	0,62...0,67	2	2	(60)	–	0,3	ЗИ9
АЛС324А	0,15	20	7,5	3	0,65...0,67	2,5	5	(300)	500	2	ЗИ10
АЛС324Б	0,15	20	7,5	3	0,65...0,67	2,5	5	(300)	500	2	ЗИ10
АЛС333А	0,2	20	12	3	–	2	5	25	400	2,6	ЗИ11
АЛС333Б	0,2	20	12	3	–	2	5	25	400	2,6	ЗИ11
АЛС333В	0,15	20	12	3	–	2	5	25	400	2,6	ЗИ11
АЛС333Г	0,15	20	12	3	–	2	5	25	400	2,6	ЗИ11
АЛС340А	0,125	10	9	4	–	2,5	4	(200)	550	3,5	ЗИ12
Знаковые индикаторы зеленого цвета свечения											
АЛ304В	(60)	10	3	– 0,6	–	3	–	11	264	0,25	ЗИ3
АЛ305Д	(120)	20	6,9	– 0,5	–	6	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ305Е	(60)	20	6,9	± 0,6	–	6	–	22	–	1,5	ЗИ4
АЛ306Ж	(120)	10	8,9	– 0,5	–	3	–	11	1188	1,5	ЗИ5
АЛ306И	(60)	10	8,9	± 0,6	–	3	–	11	1188	1,5	ЗИ5
АЛС320Б	0,15	10	5	–	0,55...0,57	3	5	(60)	–	0,3	ЗИ9
АЛС320В	0,25	10	5	–	0,55...0,57	3	5	(60)	–	0,3	ЗИ9
АЛС335А	0,25	20	12	3	–	3,5	5	25	660	2,6	ЗИ11
АЛС336Б	0,25	20	12	3	–	3,5	5	25	660	2,6	ЗИ11
АЛС335В	0,15	20	12	3	–	3,5	5	25	660	2,6	ЗИ11
АЛС335Г	0,15	20	12	3	–	3,5	5	25	660	2,6	ЗИ11
АЛС338А	0,15	20	7	–	–	3,5	5	(200)	700	2,5	ЗИ11
АЛС338Б	0,15	20	7	–	–	3,5	5	(200)	700	2,5	ЗИ11
АЛС338В	0,15	20	7	–	–	3,5	5	(200)	700	2,5	ЗИ11

Окончание табл. 12.99

Тип	I_v(B), мкд (кд/м^2)	$I_{пр}$, мА	Высота знаков, мм (число разрядов)	K	$\lambda_м$, мкм	$U_{пр}$, В	$U_{обр\,max}$, В	$I_{пр\,max}$ ($I_{пр.и\,max}$), мА	P, мВт	Масса, г	Корпус (рис. 12.21)
Знаковые индикаторы желтого цвета свечения											
АЛС334А	0,2	20	12	3	–	3,3	5	25	660	2,6	ЗИ11
АЛС334Б	0,2	20	12	3	–	3,3	5	25	660	2,6	ЗИ11
АЛС334В	0,15	20	12	3	–	3,3	5	25	660	2,6	ЗИ11
АЛС334Г	0,15	20	12	3	–	3,3	5	25	660	2,6	ЗИ11
КЛЦ402А	0,5	20	18	3	–	6	10	25	1130	10	ЗИ13
КЛЦ402Б	0,5	20	18	3	–	6	10	25	1130	10	ЗИ13
Знаковые индикаторы желто-зеленого цвета свечения											
АЛС321А	0,12	20	7,5	3	–	3,6	5	25	720	2	ЗИ13
АЛС321Б	0,12	20	7,5	3	–	3,6	5	25	720	2	ЗИ13

12.14. МИКРОСХЕМЫ

Микросхема – это микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования, обработки сигнала и (или) накапливания информации и имеющее высокую плотность упаковки электрически соедииенных элементов (или элементов и компонентов) и кристаллов. Под *плотностью упаковки* понимается отношение числа элементов и компонентов микросхемы, в том числе содержащихся в составе компонентов, к объему микросхемы без учета объема выводов. Микросхемы являются основной элементной базой современной радиоэлектронной аппаратуры – от сложнейших устройств автоматического управления, связи, вычислительной техники, систем контроля до бытовых приборов (телевизоров, магнитофонов, микрокалькуляторов и др.). Внедрение микросхем в различные радиолюбительские устройства позволяет уменьшить габаритные размеры, массу, упростить разработку, повысить качество и надежность аппаратуры, уменьшить потребление мощности от источников питания.

Классификация микросхем и система условных обозначений

В зависимости от технологии изготовления микросхемы делятся на: полупроводниковые, пленочные и гибридные.

Полупроводниковая микросхема – это микросхема, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

Пленочная микросхема – это микросхема, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в виде пленок. Вариантами технического исполнения пленочных микросхем являются: тонкопленочные – толщина пленки до 1 мкм, все элементы нанесены на подложку с помощью термовакуумного осаждения и катодного распыления; толстопленочные – толщина пленки более 1 мкм, элементы МС изготовлены методом шелкографии с вжиганием.

Гибридная микросхема – это микросхема, содержащая кроме элементов компоненты и (или) кристаллы. Частный случай гибридной микросхемы – многокристальная микросхема.

По степени интеграции микросхемы характеризуются числом содержащихся в них элементов и компонентов. Интегральной схемой 1-й степени является микросхема, содержащая от 1 до 10 элементов и компонентов включительно. Микросхемы (2 ... 6)-й степеней интеграции содержат соответственно 11 ... 100, 101 ... 1000, 1001 ... ... 10000, 10001 ... 100000, 100001 ... 1000000 элементов и компонентов.

Микросхема, содержащая 500 и более элементов, изготовленных по биполярной технологии, 1000 и более элементов, изготовленных по МДП технологии, называется большой интегральной схемой (БИС). Микросхемы делятся на цифровые и аналоговые.

Цифровая микросхема предназначена для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону дискретной функции. Частным случаем цифровой микросхемы является логическая микросхема, реализующая одну из функций алгебры логики: И, ИЛИ, НЕ и др.

Аналоговая микросхема предназначена для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции. Частным случаем аналоговой микросхемы является микросхема с линейной передаточной характеристикой.

Условное обозначение микросхем состоит из четырех элементов (1500ЛА2, 155ТМ2). Первый элемент – цифра, указывающая на конструктивно-технологическое исполнение: 1, 5, 6, 7 – полупроводниковые; 2, 4,8 – гибридные; 3 – прочие микросхемы. Второй элемент – две-три цифры, обозначающие порядковый номер разработки данной серии микросхемы. Номер серии образуется цифрами *первого* и *второго* элементов. *Третий* элемент – две буквы, обозначающие функциональную классификацию микросхемы, при этом первая буква обозначает подгруппу, а вторая – вид микросхемы. Классификация микросхем по функциональному назначению:

Функциональное назначение микросхемы	Буквенное обозначение функции
Генераторы сигналов:	
гармонических	ГС
специальной формы	ГФ
прямоугольной формы	ГГ
линейно изменяющихся	ГЛ
шума	ГМ
прочие	ГП
Детекторы:	
амплитудные	ДА
частотные	ДС
фазовые	ДФ
импульсные	ДИ
прочие	ДП
Коммутаторы и ключи:	
тока	КТ
напряжения	КН
прочие	КП
Модуляторы:	
амплитудные	МА
частотные	МС
фазовые	МФ
импульсные	МИ
прочие	МП
Преобразователи:	
частоты	ПС
фазы	ПФ
напряжения	ПН
длительности (импульсов)	ПД
мощности	ПМ
уровня (согласователи)	ПУ
код – аналог (декодирующие)	ПА
аналог – код (кодирующие)	ПВ
код – код	ПР
прочие	ПП
Усилители:	
синусоидальных сигналов *)	УС *)
постоянного тока	УТ
видеоусилители *)	УБ *)
импульсных сигналов	УИ
повторители	УЕ
высокой частоты	УВ
промежуточной частоты	УР
низкой частоты	УН
считывания и воспроизведения	УЛ
индикации	УМ
операционные и дифференциальные	УД
прочие	УП
Устройства селекции и сравнения:	
амплитудные (уровня сигнала)	СА
временные	СВ
частотные	СС
фазовые	СФ
прочие	СП
Устройства (линии) задержки:	
пассивные	БМ
активные	БР
прочие	БП

Фильтры:	
верхних частот	ФВ
нижних частот	ФН
полосовые	ФЕ
режекторные (заградительные)	ФР
прочие	ФП
Формирователи импульсов:	
прямоугольной формы	АГ
импульсов специальной формы	АФ
адресных токов	АА
разрядных токов	АР
прочие	АП
Вторичные источники питания:	
выпрямители	ЕВ
преобразователи	ЕМ
стабилизаторы напряжения	ЕН
стабилизаторы тока	ЕТ
прочие	ЕП
Наборы элементов (микросборки):	
диодов	НД
транзисторов	НТ
резисторов	НР
конденсаторов	НЕ
комбинированные	НК
прочие	НП
Многофункциональные устройства	
аналоговые	ХА
цифровые (логические)	ХЛ
комбинированные	ХК
прочие	ХП
Логические элементы:	
И	ЛИ
ИЛИ	ЛЛ
НЕ	ЛН
И – ИЛИ	ЛС
И – НЕ	ЛА
ИЛИ – НЕ	ЛЕ
И – НЕ/или – НЕ	ЛБ
И – ИЛИ – НЕ	ЛР
И – ИЛИ – НЕ/И – ИЛИ	ЛК
ИЛИ – НЕ/ИЛИ	ЛМ
Расширители	ЛД
прочие	ЛП
Триггеры:	
Шмитта	ТЛ
динамические	ТД
типа Т	ТТ
типа RS	ТР
типа D	ТМ
типа JK	ТВ
комбинированные	ТК
прочие	ТП
Элементы арифметических и дискретных устройств:	
регистры	ИР
сумматоры	ИМ
полусумматоры	ИЛ
счетчики	ИЕ
шифраторы	ИВ
дешифраторы	ИД
комбинированные	ИК
прочие	ИП

Элементы запоминающих устройств:

матрицы-накопители ОЗУ	РМ
матрицы-накопители со схемами управления	РУ
матрицы-иакопители ПЗУ	РВ
матрицы-накопители ПЗУ с устройствами управления . . .	РЕ
прочие	РП
ПЗУ с устройством управления и с однократным программированием	РТ
ПЗУ с устройствами управления и с многократным программированием	РР
ОЗУ с устройствами управления	РА
прочие	РП

*) В разработках после 1974 г. не применяются.

Четвертый элемент – порядковый номер разработки по функциональному признаку микросхемы. Этот номер может состоять из одной или нескольких цифр. Таким образом, запись 155ТМ2 расшифровывается как полупроводниковая микросхема серии 155, являющаяся триггером Д-типа, порядковый номер которого равен двум. Для микросхем широкого применения в начале условного обозначения указывается буква «К», например К155ТМ2. В конце условного обозначения микросхемы может быть буквенный индекс (от А до Я), характеризующий отличие микросхемы данного типа по численному значению одного или нескольких параметров, например К140УД8А отличается от К140УД8Б.

Конструкции микросхем и их монтаж. По конструктивному оформлению микросхемы можно разделить на бескорпусные и корпусные. Бескорпусные представляют собой кристалл с гибкими или твердыми выводами. Они используются в производстве гибридных микросборок для аппаратуры с минимальными габаритными размерами и массой. При этом функции защиты от внешних воздействий возлагаются на корпус несущей конструкции с бескорпусными микросхемами.

Корпуса микросхем выполняют ряд функций, основные из которых следующие: защита микросхемы от климатических и механических воздействий; для соединения ее с внешними электрическими цепями с помощью выводов; экранирование от помех; унификация по габаритным и установочным размерам. Конструкция корпусов во многом определяет надежность микросхем, плотность монтажа аппаратуры и технологичность ее изготовления.

По конструктивно-технологическому признаку различают корпуса: металлостеклянные, металлополимерные, металлокерамические, керамические, пластмассовые. Каждый вид корпуса характеризуется габаритными и присоединительными размерами, числом выводов и расположением их относительно плоскости основания корпуса. Выводы микросхемы могут лежать в плоскости основания корпуса (планарные выводы) или быть перпендикулярными ему (штыревые выводы). Планарные выводы по сечению, как правило, прямоугольные, штыревые – круглые или прямоугольные.

В соответствии с ГОСТ 17467–79 приняты пять типов корпусов (рис. 12.22):

тип 1 – прямоугольный с выводами, перпендикулярными плоскости основания и расположенными в пределах проекции тела корпуса на плоскость основания:

тип 2 – прямоугольный с выводами, перпен-

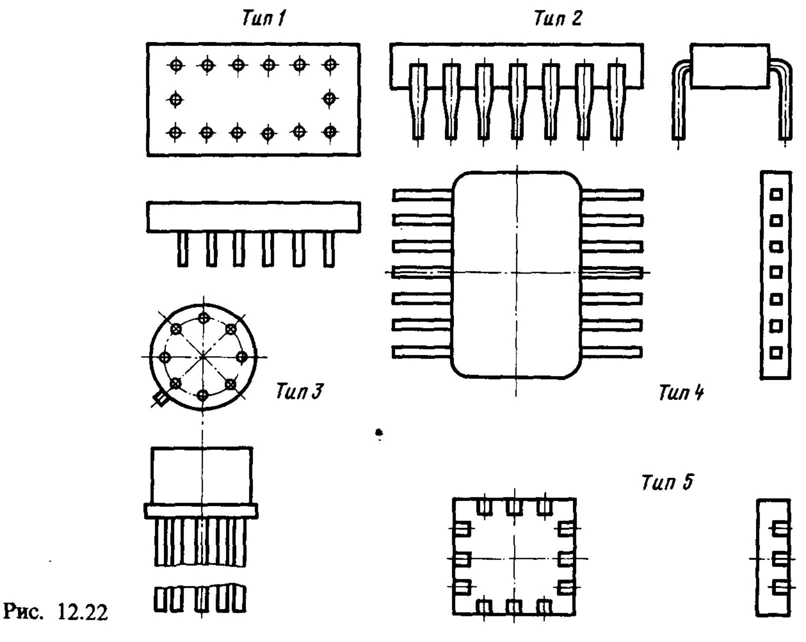


Рис. 12.22

дикулярными плоскости основания корпуса и выходящими за пределы проекции тела корпуса на плоскость основания:

тип 3 – круглый с выводами, перпендикулярными основанию корпуса и расположенными в пределах проекции тела корпуса на плоскость основания:

тип 4 – прямоугольный с выводами, расположенными параллельно плоскости основания и выходящими за пределы его тела на плоскость основания;

тип 5 – прямоугольный плоский «безвыводной корпус»; электрическое соединение микросхемы, размещенной в таком корпусе, осуществляется с помощью металлизированных контактных площадок по периметру корпуса.

По габаритным и присоединительным размерам сходные по конструкции корпуса подразделяются на типоразмеры.

Шаг выводов для корпусов 1-го и 2-го типов – 2,5 мм (для подтипа 22 – 1,25 и 2,5 мм); для корпусов 3-го типа – под углом 360°/n; типа 4 – 1,25 и 0,625 мм; типа 5 – 1,25 мм. Выводы могут иметь сечение круглой, квадратной или прямоугольной формы.

Условное обозначение корпуса состоит из шифра типоразмера микросхемы, включающего подтип корпуса и двузначное число, обозначающее порядковый номер типоразмера, цифрового индекса, определяющего действительное число выводов и порядкового регистрационного номера. Например, корпус 2106.16-2 – это прямоугольный корпус подтипа 21, порядковый номер типоразмера 06, с 16 выводами, регистрационный номер два.

Нумерация выводов микросхемы на поверхность корпуса не наносится. Для определения номера вывода пользуются известным правилом отсчета выводов. На корпусе имеется ключ в виде вывода специальной формы или маркировочной метки, обозначающей вывод с номером 1. Отсчет остальных выводов производят от первого вывода против часовой стрелки, если смотреть на микросхему со стороны крышки.

Корпуса микросхем, разработанных до 1980 г. и широко применяющихся в настоящее время, имеют условное обозначение по ГОСТ 17467–72. Пример прежнего обозначения корпуса: 421.48-1. Цифровой индекс 421 – шифр типоразмера корпуса; первая цифра 4 указывает на тип корпуса, две другие цифры – 21 указывают на порядковый номер типоразмера. Второй элемент – цифровой индекс 48 – указывает на число выводов. Третий элемент – цифровой индекс 1 – указывает порядковый регистрационный номер разработки корпуса.

Для надежной работы аппаратуры, смонтированной с использованием микросхем, необходимо строгое соблюдение требований по установке, монтажу и пайке микросхем. Микросхемы необходимо устанавливать на печатных платах на возможно большем удалении от компонентов аппаратуры, выделяющих большое количество тепла, вне магнитных полей постоянных магнитов, трансформаторов и дросселей. Между корпусом микросхемы и монтажной платой должен быть зазор: для микросхем в корпусах со штырьковыми выводами – 1 мм; с планарными выводами – не менее 0,5 мм; микросхему в круглом корпусе необходимо устанавливать на печатную плату с зазором не менее 3,5 мм.

Перед установкой микросхемы на печатную плату необходимо произвести формовку (изгибание) и обрезку выводов микросхемы. Формовку и обжатие выводов следует производить с помощью монтажного инструмента, исключая механические нагрузки на места крепления выводов к корпусу. Радиус изгиба вывода должен быть не менее двойной толщины (диаметра) вывода, а расстояние от корпуса до центра окружности изгиба – не менее 1 мм. Длина выводов после формовки и обрезки при толщине печатной платы 1 мм должна быть 5,4 мм, а при увеличении толщины платы на 0,5; 1 и т.д. длина вывода должна увеличиваться на то же значение.

При распайке выводов микросхемы температура стержня паяльника должна быть не более 280 °С (для корпуса с планарными выводами – не более 265 °С), время касания паяльника к каждому выводу – не более 3 с, минимальное расстояние от тела корпуса микросхемы до границы припоя по длине вывода – 1 мм, интервал времени между пайками соседних выводов – не менее 3 с. Мощность паяльника не более 50 Вт. Жало паяльника должно быть заземлено (переходное сопротивление заземления не более 5 Ом).

Цифровые микросхемы

Классификация цифровых микросхем и их основные параметры. Цифровые микросхемы включают в себя логические и арифметические устройства, триггеры, запоминающие устройства и микропроцессорные комплекты.

В основу классификации цифровых микросхем положены следующие признаки: вид компонентов логической схемы (биполярные, униполярные), способ соединения полупроводниковых приборов в логическую схему и вид связи между логическими схемами.

По этим трем признакам логические микросхемы можно классифицировать следующим образом: РТЛ – схемы, входная логика которых осуществляется на резисторных цепях; РЕТЛ – схемы с резисторно-емкостными связями; ДТЛ – схемы, входная логика которых осуществляется на диодах; ТТЛ и ТТЛШ – схемы, входная логика которых выполняется многоэмиттерным транзистором; ЭСЛ – схемы со связанными эмиттерами; НСТЛМ – схемы с непосредственными связями на МОП-структурах; $И^2Л$ – схемы с совмещенными транзисторами (интегрально-инжекционные логические).

РТЛ, РЕТЛ и ДТЛ – схемы первого поколения микросхем низкочастотные с малой степенью интеграции постепенно снимаются с производства, появившиеся в последние годы схемы $И^2Л$ (серия К583 и др.), наоборот, завоевывают все более прочные позиции как наиболее перспективные биполярные схемы для БИС.

В основном цифровые микросхемы относятся к потенциальным схемам: сигнал на их входе и выходе представляется высоким и низким уровнями напряжений. Этим двум состояниям сигнала ставятся в соответствие логические значения

Таблица 12.100. **Электрические параметры микросхем ТТЛ, ТТЛШ и КМОП структуры**

Технология	Серия	Напряжение питания	Ток потребления, мА, не более, в состоянии		Задержка, нс, не более	
			«0»	«1»	включения	выключения
ТТЛ	К155	+ 5 В ± 5%	20	10	15	22
	К133	+ 5 В ± 10%				
	К131	+ 5 В ± 5%	44	20	10	10
	130	+ 5 В ± 10%				
	134	+ 5 В ± 10%	2,5	0,7	70	70
ТТЛШ	К531	+ 5 В ± 5%	36	16	5	4,5
	530	+ 5 В ± 10%				
	К555	+ 5 В ± 5%	4,4	1,6	20	20
	533	+ 5 В ± 10%				
КМОП	К176	+ 9 В ± 5%				
	164	+ 9 В ± 10%	$2\cdot10^{-4}$	$2\cdot10^{-4}$	200	200
	К561	+ 3...15 В				
	564		10^{-4}	10^{-4}	80	80

«1» и «0». Большинство цифровых микросхем представляет собой логические элементы, выполняющие функции НЕ, И–НЕ, ИЛИ–НЕ, И–ИЛИ–НЕ и др. Это так называемые базовые функциональные элементы. Их основные электрические параметры определяют характеристики практически всех цифровых микросхем, входящих в состав серии. К числу электрических параметров, которые достаточно полно характеризуют эти микросхемы различных серий и позволяют сравнивать их между собой, относятся: напряжение питания и логические уровни, потребляемая мощность и помехоустойчивость, нагрузочная способность и быстродействие. В табл. 12.100 приведены основные электрические параметры широко используемых в настоящее время цифровых микросхем серий ТТЛ, ТТЛШ и КМОП типов. Из данной таблицы следует, что основным преимуществом для ТТЛ и ТТЛШ серий является высокое быстродействие, а для КМОП серий – малая потребляемая мощность.

Микросхемы серий К155 и 133. Представляют собой комплекс полупроводниковых логических схем, выполненных на основе ТТЛ по планарно-эпитаксиальной технологии. Предназначены для построения узлов ЭВМ и устройств дискретной автоматики среднего быстродействия (до 10 МГц). Напряжение питания микросхем для серии К155 + 5 В ± 5%, для серии 133 + 5 В ± 10%, допустимый уровень пульсаций не более 50 мВ. Минимальное напряжение логической 1 на выходе микросхемы не менее 2,4 В. Максимальное напряжение логического 0 – не более 0,4 В. Для нормальной работы микросхемы время нарастания и спада входных импульсов должно быть не более 150 нс (кроме схем с открытым коллекторным выходом, для которых это время не ограничивается).

При монтаже аппаратуры для повышения устойчивости работы микросхем их свободные входы должны быть подключены к источнику питания микросхемы через резистор с сопротивлением 1 кОм. К одному резистору допускается подключение не более 20 свободных входов. Для исключения низкочастотных помех необходимо предусмотреть установку и подключение к шинам питания на плате оксидных конденсаторов (из расчета не менее 0,1 мкФ на один корпус микросхемы). Для исключения высокочастотных помех керамические конденсаторы (емкость не менее 2000 пФ на один корпус микросхемы) рекомендуется размещать на площади печатной платы из расчета один конденсатор на группу не более десяти корпусов микросхем.

Микросхемы серий К155 и 133 идентичны по электрическим параметрам и выполняемым функциям (табл. 12.101), имеют аналогичные обозначения и различаются типом корпуса и некоторыми эксплуатационными характеристиками.

Таблица 12.101. **Функциональный состав серий К155 и 133**

Функциональное назначение	Обозначение	Обозначение корпуса	
		К155	133
Два логических элемента 4И–НЕ	ЛА1	201.14-1	401.14-4
Логический элемент 8И–НЕ	ЛА2	201.14-1	401.14-4
Четыре логических элемента 2И–НЕ	ЛА3	201.14-1	401.14-4
Три логических элемента 3И–НЕ	ЛА4	201.14-1	401.14-4
Два логических элемента 4И–НЕ с большим коэффициентом разветвления по выходу	ЛА6	201.14-1	401.14-4

Функциональное назначение	Обозначение	Обозначение корпуса	
		К155	133
Два логических элемента 4И – НЕ с открытым коллекторным выходом	ЛА7	201.14-1	401.14-4
Четыре логических элемента 2И – НЕ с открытым коллекторным выходом	ЛА8	201.14-1	401.14-4
Три логических элемента 3И – НЕ с открытым коллекторным выходом	ЛА10	201.14-1	401.14-4
Четыре высоковольтных логических элемента 2И – НЕ с открытым коллекторным выходом	ЛА11	201.14-2	401.14-5
Четыре логических элемента 2И – НЕ с высокой нагрузочной способностью	ЛА12	201.14-2	402.16-6
Четыре логических элемента 2И – НЕ с открытым коллекторным выходом и повышенной нагрузочной способностью	ЛА13	201.14-2	–
Два логических элемента 2И – НЕ с мощным открытым коллекторным выходом	ЛА18	2101.8-1	–
Два четырехвходовых логических расширителя по ИЛИ	ЛД1	201.14-1	401.14-4
Восьмивходовый расширитель по ИЛИ	ЛД3	201.14-1	401.14-4
Четыре погических элемента 2ИЛИ – НЕ	ЛЕ1	201.14-1	401.14-4
Два логических элемента 4НЕ – ИЛИ со стробирующим импульсом и расширяющими узлами	ЛЕ2	238.16-1	–
Два логических элемента 4ИЛИ – НЕ со стробированием	ЛЕ3	201.14-1	–
Три логических элемента 3ИЛИ – НЕ	ЛЕ4	201.14-1	–
Четыре логических элемента 2ИЛИ – НЕ, буферное устройство	ЛЕ5	201.14-1	402.16-6
Четыре логических элемента 2ИЛИ – НЕ, магистральный усилитель	ЛЕ6	201.14-1	402.16-6
Четыре логических элемента 2И	ЛИ1	201.14-1	401.14-4
Два логических элемента 2И с транзистором и открытым коллекторным выходом	ЛИ5	201.14-1	401.14-4
Четыре логических элемента 2ИЛИ	ЛЛ1	201.14-1	401.14-4
Два логических элемента 2ИЛИ с мощным открытым коллекторным выходом	ЛЛ2	2101.8-1	–
Шесть логических элементов НЕ	ЛН1	201.14-1	401.14-4
Шесть логических элементов НЕ с открытым коллекторным выходом	ЛН2	201.14-1	401.14-4
Шесть буферных инверторов с повышенным коллекторным напряжением	ЛН3	201.14-1	402.16-6
Шесть буферных инверторов	ЛН5	201.14-4	402.16-6
Шесть инверторов с элементом управления по входам и тремя состояниями на выходе	ЛН6	238.16-2	–
Четыре двухвходовых логических элемента «Исключающее ИЛИ»	ЛП5	201.14-1	401.14-4
Два логических элемента 2И – НЕ с общим входом и двумя мощными транзисторами	ЛП7	201.14-1	401.14-4
Шесть буферных формирователей с открытым коллектором и повышенным коллекторным напряжением	ЛП9	201.14-2	401.14-4
Шесть повторителей с элементом управления по входам и тремя состояниями на выходе	ЛП10	238.16-2	–
Шесть повторителей с раздельными элементами управления входами по двум и четырем повторителями и тремя состояниями на выходе	ЛП11	238.16-2	–
Два логических элемента 2 – 2И – 2ИЛИ – НЕ, один расширяемый по ИЛИ	ЛР1	201.14-1	401.14-4
Логический элемент 2 – 2 – 2 – 3И – 4ИЛИ – НЕ с возможностью расширения по ИЛИ	ЛР3	201.14-1	401.14-4
Логический элемент 4 – 4И – 2ИЛИ – НЕ с возможностью расширения по ИЛИ	ЛР4	201.14-1	401.14-4
Триггер JK-типа с логикой на входе 3И	ТВ1	201.14-1	401.14-4
Два триггера JK-типа	ТВ15	238.16-1	402.16-21
Два триггера D-типа	ТМ2	201.14-1	401.14-4
Четыре триггера D-типа	ТМ5	238.16-2	402.16-6

Окончание табл. 12.101

Функциональное назначение	Обозначение	Обозначение корпуса	
		К155	133
Четыре триггера D-типа с прямыми и инверсными выходами	ТМ7	238.16-2	402.16-6
Счетверенный триггер D-типа	ТМ8	238.16-1	–
Два триггера Шмитта с логическим элементом 4И–НЕ на входе	ТЛ1	201.14-1	401.14-4
Шесть триггеров Шмитта с инвертором	ТЛ2	201.14-2	–
Четыре двухвходовых триггера Шмитта	ТЛ3	201.14-2	–
Двоично-десятичный дешифратор с высоковольтным выходом	ИД1	238.16-1	402.16-6
Дешифратор-демультиплексор 4 линии на 16 (преобразование двоично-десятичного кода в десятичный)	ИД3	239.24-2	405.24-1
Двоично-десятичный дешифратор	ИД10	238.16-1	402.16-16
Двоично-десятичный 4-разрядный счетчик	ИЕ2	201.14-1	401.14-4
Счетчик-делитель на 12	ИЕ4	201.14-1	401.14-4
Двоичный счетчик	ИЕ5	201.14-1	401.14-4
Двоично-десятичный реверсивный счетчик	ИЕ6	238.16-2	402.16-6
4-разрядный двоичный реверсивный счетчик	ИЕ7	238.16-2	402.16-6
Делитель частоты с переменным коэффициентом деления	ИЕ8	238.16-2	402.16-6
Синхронный десятичный счетчик	ИЕ9	238.16-2	–
Одноразрядный полный сумматор	ИМ1	201.14-1	401.14-4
2-разрядный двоичный полный сумматор	ИМ2	201.14-1	401.14-4
4-разрядный двоичный сумматор	ИМ3	238.16-2	402.16-6
Арифметико-логическое устройство	ИП3	239.24-2	405.24-2
4-разрядный универсальный сдвигающий регистр	ИР1	201.14-1	401.14-4
8-разрядный реверсивный сдвигающий регистр	ИР13	239.24-2	405.24-1
12-разрядный регистр последовательного приближения	ИР17	239.24-2	405.24-2
Программируемое постоянное запоминающее устройство с емкостью 256 бит (32 × 2)	РЕ3	238.16-2	–
ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в код знаков русского алфавита	РЕ21	238.16-2	–
ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в код знаков латинского алфавита	РЕ22	238.16-2	–
ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в код знаков арифметических знаков и цифр	РЕ23	238.16-2	–
ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в код дополнительных знаков	РЕ24	238.16-2	–
ОЗУ на 16 бит (16 × 1) со схемами управления	РУ1	201.14-2	401.14-4
ОЗУ на 256 бит (256 × 1) со схемами управления	РУ5	238.16-2	402.16-18
ОЗУ на 1024 бит (1024 × 1) со схемами управления	РУ7	238.16-2	–
Одновибратор с логическим элементом на входе	АГ1	201.14-1	401.14-4
Сдвоенный одновибратор с повторным запуском	АГ3	238.16-1	402.16-16
Преобразователь сигналов двоичного кода 8-4-2-1 в семисегментный код	ПП5	201.14-1	–

Микросхемы серии К155 имеют прямоугольный пластмассовый корпус с выводами, перпендикулярными установочной плоскости, а микросхемы серии 133 – прямоугольный металлостеклянный и металлокерамический корпус с планарными выводами (табл. 12.101, рис. 12.23–12.42). Условные графические обозначения функциональных схем серий К155 и 133 приведены на рис. 12.43.

Напряжение питания на микросхемы, имеющие восемь выводов, подается на выводы 8 (плюс) и 4 (общий), имеющие 14 выводов – на выводы 14 (плюс) и 7 (общий), имеющие 16 выводов – на выводы 16 (плюс) и 8 (общий), имеющие 24 вывода – на выводы 24 (плюс) и 12 (общий); за исключением: К155ТМ5, 133ТМ5, К155ИМ2, 133ИМ2 – плюс на вывод 4, общий на вывод 11; К155ТМ7, 133ТМ7, К155ИД1, 133ИД1, К155ИМ3, 133ИМ3 – плюс на вывод 5, общий иа вывод 12; К155ИЕ2, 133ИЕ2, К155ИЕ4, 133ИЕ4, К155ИЕ5, 133ИЕ5 – плюс на вывод 5 общий на вывод 10; К155РУ1, 133РУ1 – плюс на вывод 4, общий на вывод 10.

Микросхемы серий К561 и 564. Представляют собой комплекс микромощных микросхем, второй – третьей степени интеграции на КМОП транзисторах. Предназначены для применения в аппаратуре цифровой автоматики и вычислительной техники с жесткими требованиями по по-

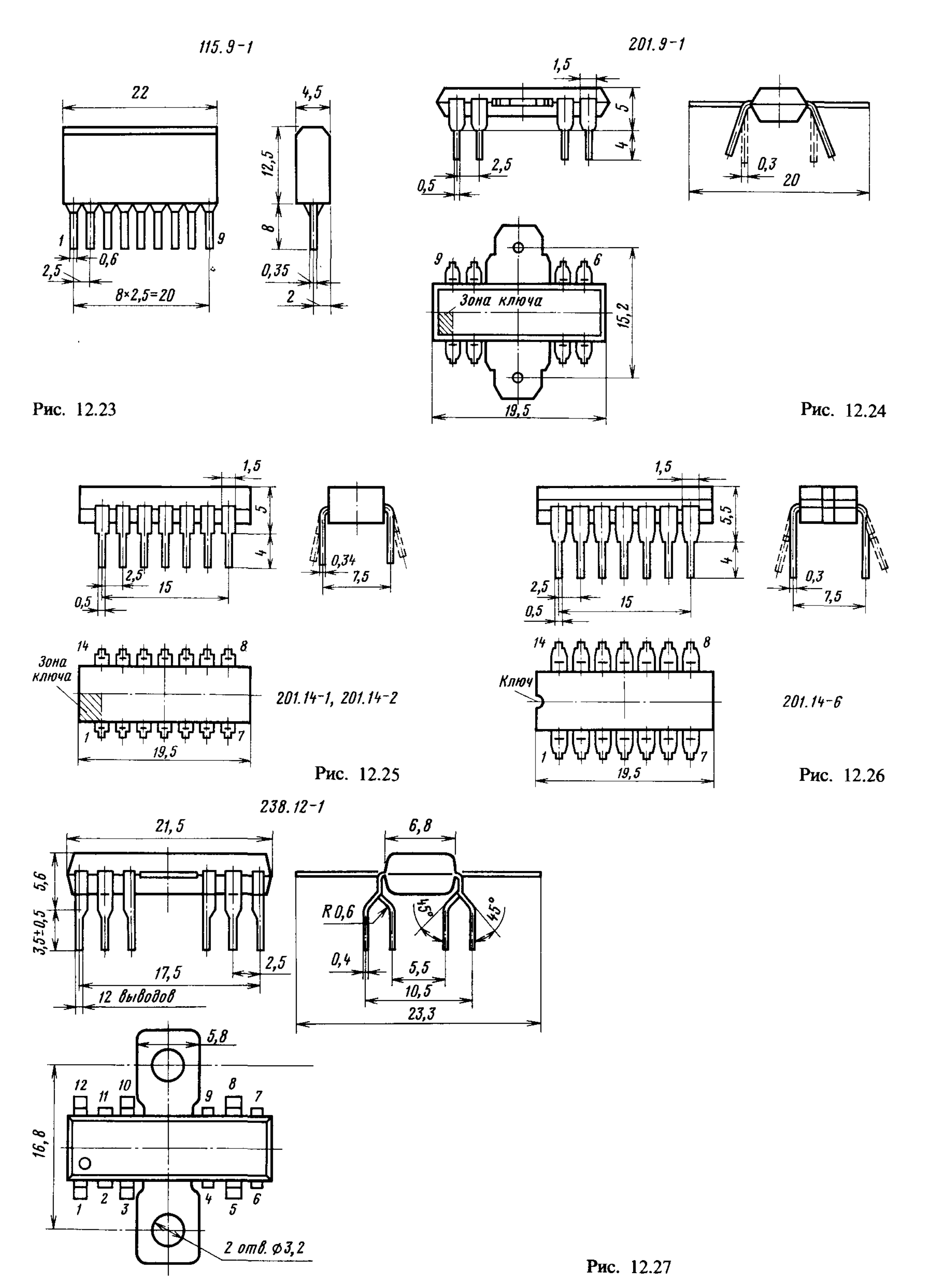


Рис. 12.23

Рис. 12.24

Рис. 12.25

Рис. 12.26

Рис. 12.27

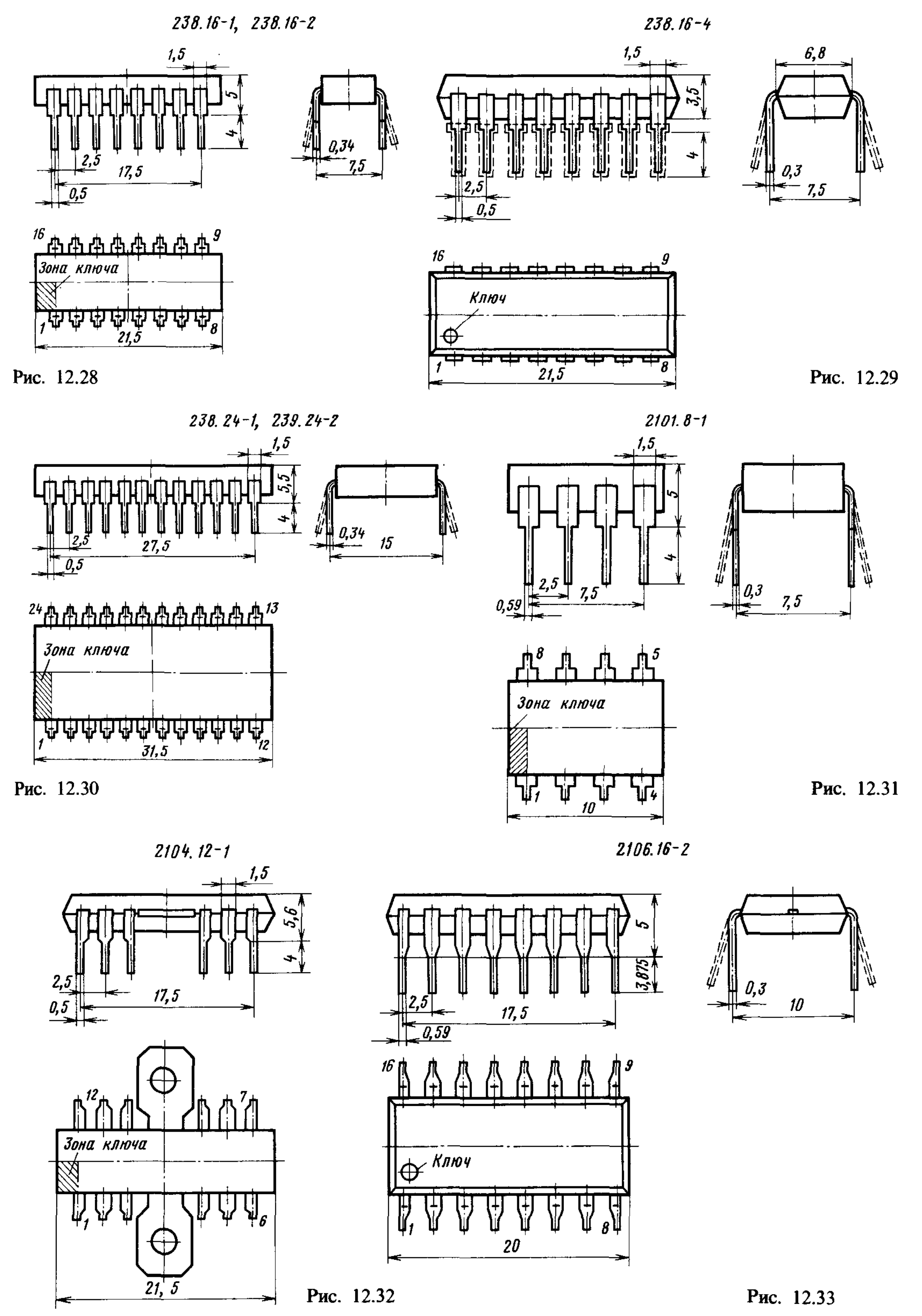


Рис. 12.28

Рис. 12.29

Рис. 12.30

Рис. 12.31

Рис. 12.32

Рис. 12.33

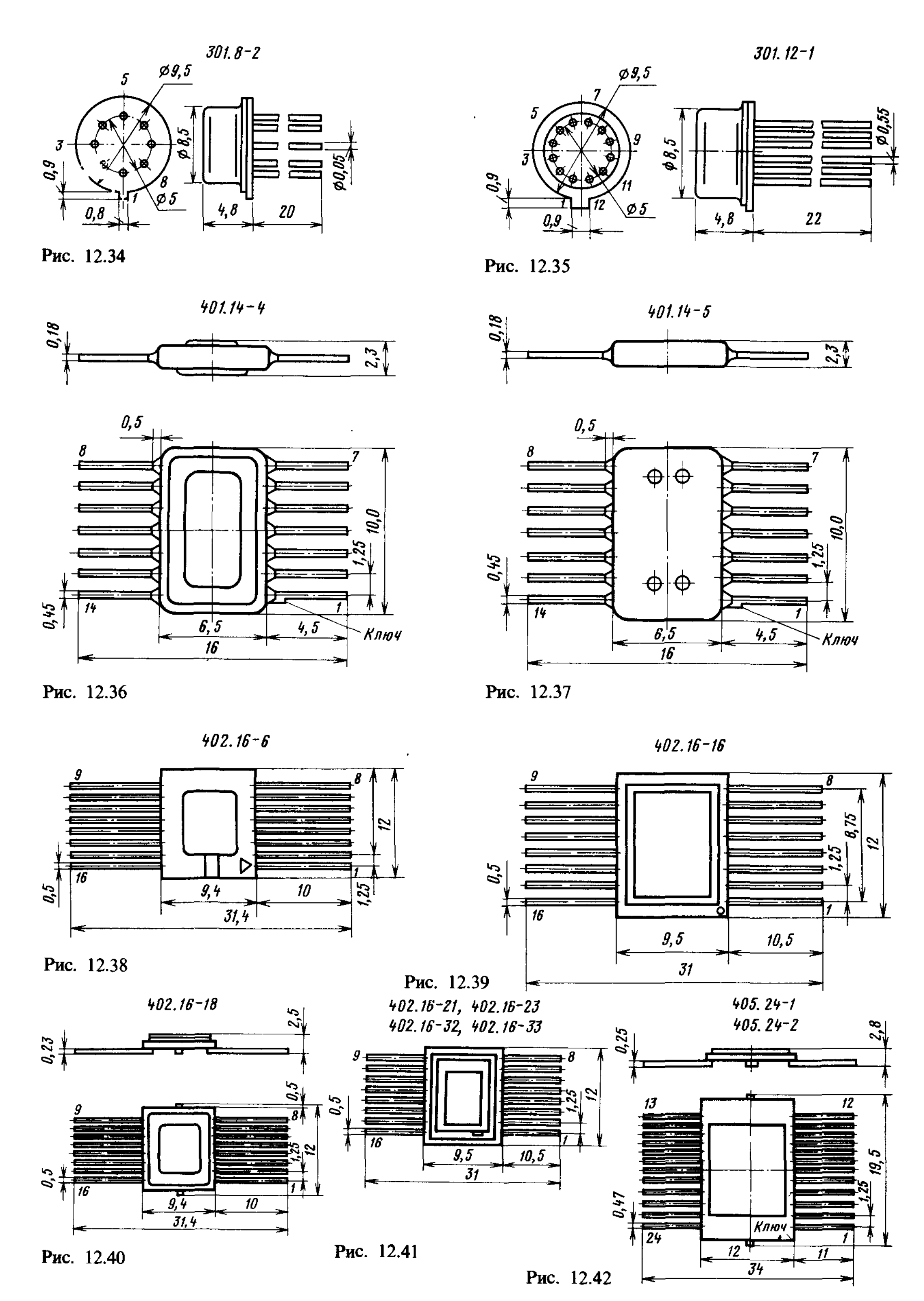


Рис. 12.34

Рис. 12.35

Рис. 12.36

Рис. 12.37

Рис. 12.38

Рис. 12.39

Рис. 12.40

Рис. 12.41

Рис. 12.42

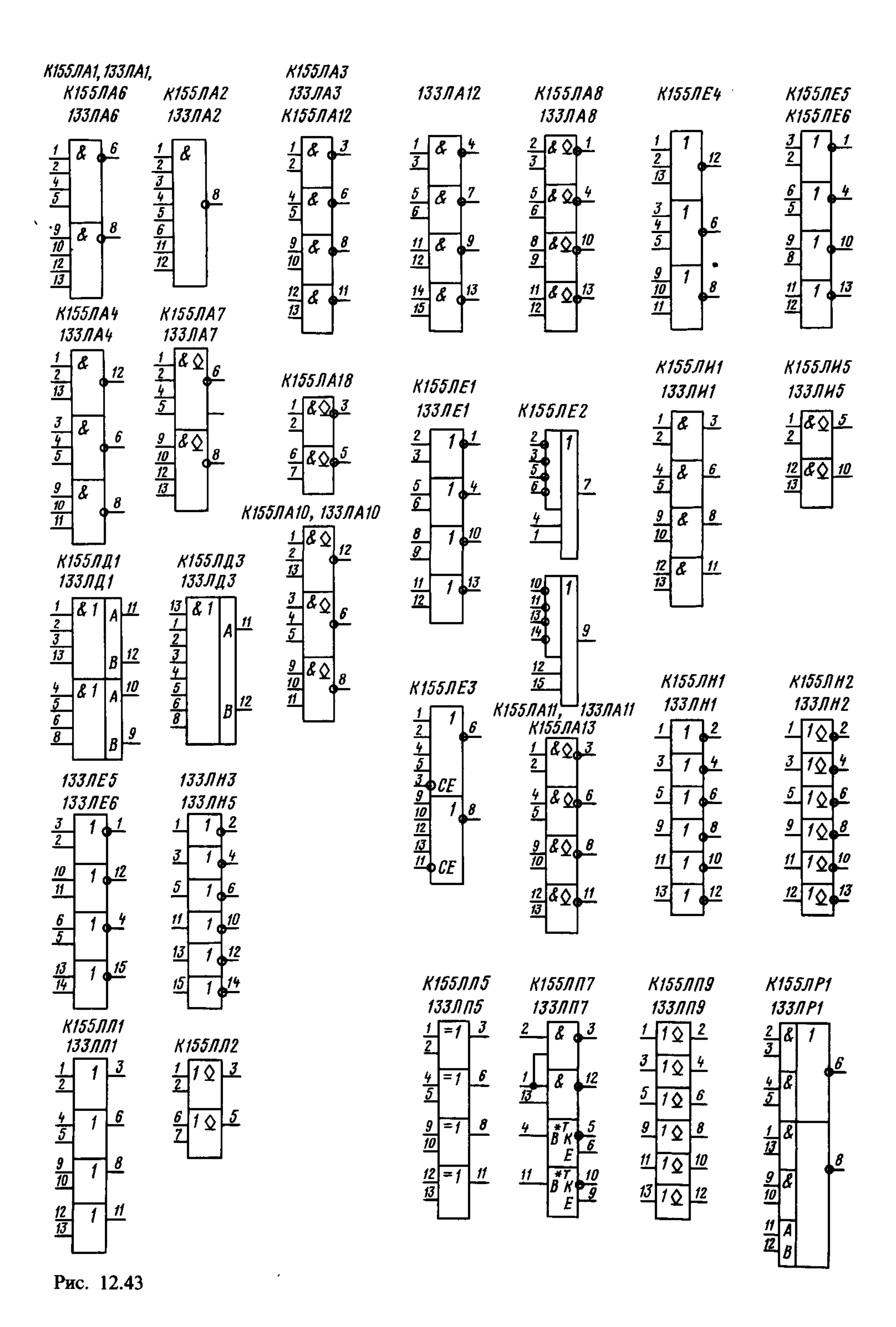
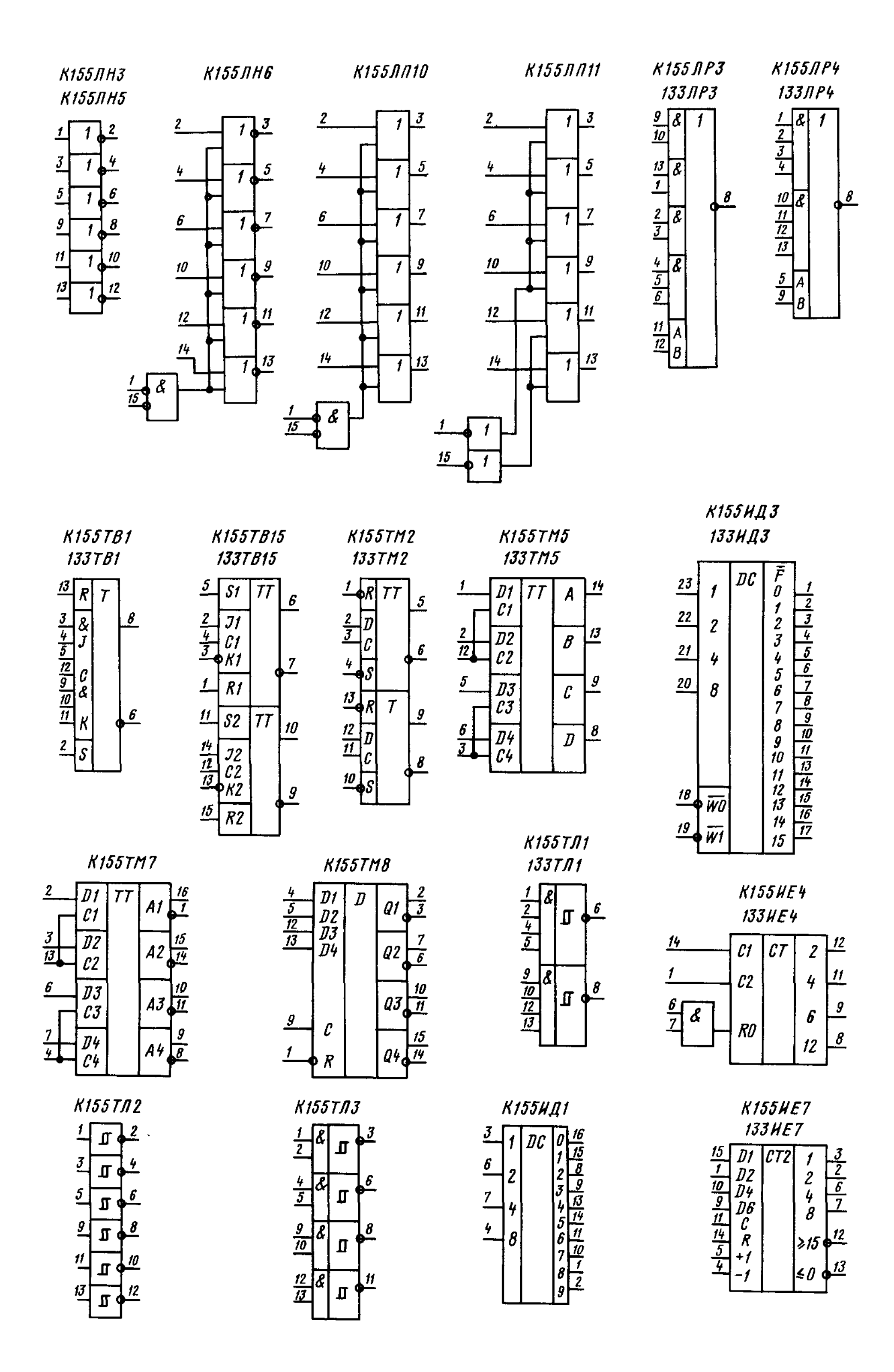
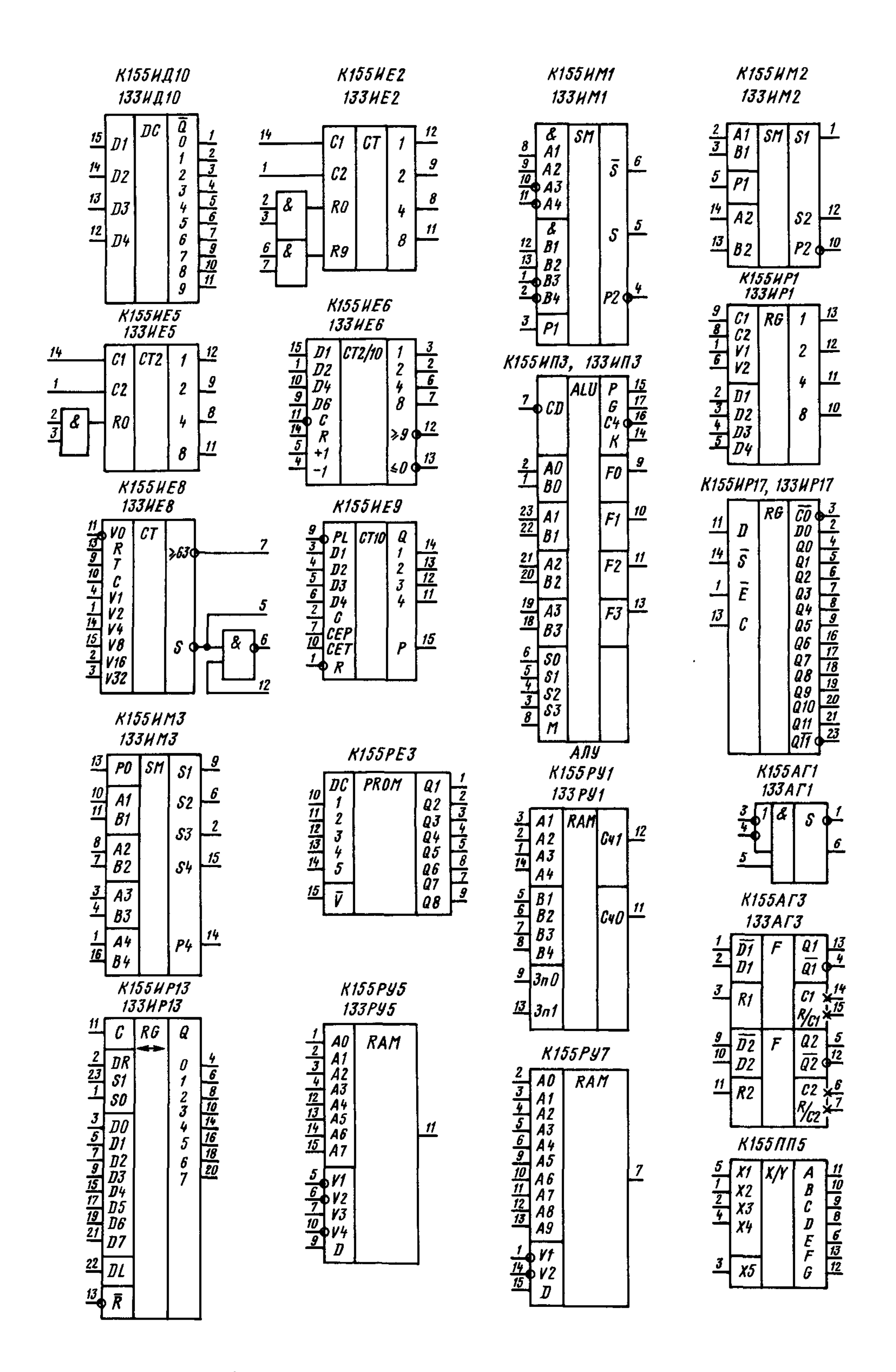

К155ЛА1, 133ЛА1, К155ЛА6 133ЛА6
К155ЛА2 133ЛА2
К155ЛА3 133ЛА3 К155ЛА12
133ЛА12
К155ЛА8 133ЛА8
К155ЛЕ4
К155ЛЕ5 К155ЛЕ6
К155ЛА4 133ЛА4
К155ЛА7 133ЛА7
К155ЛА18
К155ЛЕ1 133ЛЕ1
К155ЛЕ2
К155ЛИ1 133ЛИ1
К155ЛИ5 133ЛИ5
К155ЛА10, 133ЛА10
К155ЛД1 133ЛД1
К155ЛД3 133ЛД3
К155ЛЕ3
К155ЛА11, 133ЛА11 К155ЛА13
К155ЛН1 133ЛН1
К155ЛН2 133ЛН2
133ЛЕ5 133ЛЕ6
133ЛН3 133ЛН5
К155ЛЛ1 133ЛЛ1
К155ЛЛ2
К155ЛП5 133ЛП5
К155ЛП7 133ЛП7
К155ЛП9 133ЛП9
К155ЛР1 133ЛР1

Рис. 12.43


К155ЛН3
К155ЛН5
К155ЛН6
К155ЛП10
К155ЛП11
К155ЛР3
133ЛР3
К155ЛР4
133ЛР4
К155ТВ1
133ТВ1
К155ТВ15
133ТВ15
К155ТМ2
133ТМ2
К155ТМ5
133ТМ5
К155ИД3
133ИД3
К155ТМ7
К155ТМ8
К155ТЛ1
133ТЛ1
К155ИЕ4
133ИЕ4
К155ТЛ2
К155ТЛ3
К155ИД1
К155ИЕ7
133ИЕ7


К155ИД10
133ИД10
К155ИЕ2
133ИЕ2
К155ИМ1
133ИМ1
К155ИМ2
133ИМ2
К155ИЕ5
133ИЕ5
К155ИЕ6
133ИЕ6
К155ИР1
133ИР1
К155ИП3, 133ИП3
К155ИЕ8
133ИЕ8
К155ИЕ9
К155ИР17, 133ИР17
К155ИМ3
133ИМ3
К155РЕ3
АЛУ
К155РУ1
133РУ1
К155АГ1
133АГ1
К155АГ3
133АГ3
К155ИР13
133ИР13
К155РУ5
133РУ5
К155РУ7
К155ПП5

требляемой мощности, массе, габаритным размерам в условиях значительного изменения напряжения питания при работе от одного источника. Диапазон напряжений питания микросхем от 3 до 15 В, допустимый уровеиь пульсаций не более 0,2 В. Минимальное напряжеиие логической 1 на входе микросхемы: 3,6 В при напряжении питания 5 В и 7,1 В – при 10 В. Максимальное напряжение логического 0 на входе микросхемы: 1,4 В при напряжении питания 5 В и 2,9 В – при 10 В. Для нормальной работы микросхемы длительность фронтов входных импульсов должна быть не более 10; 5 и 1 мкс при напряжениях питания 5; 10 и 15 В соответственно. Выбор емкости конденсаторов, подключаемых к шинам питания платы с микросхемами производить из расчета: для оксидных конденсаторов – не менее 0,03 мкФ на один корпус микросхемы, для высокочастотных конденсаторов – не менее 1400 пФ на один корпус микросхемы.

Микросхемы серий К561 и 564 идентичны по электрическим параметрам и выполняемым функциям (табл. 12.102), имеют аналогичиые обозиачения и различаются типом корпуса и некоторыми эксплуатационными характеристиками.

Микросхемы серии К561 имеют прямоугольный пластмассовый и металлостеклянный корпус с выводами, перпендикулярными установочной плоскости, а микросхемы серии 564 – металлостеклянный и металлокерамический корпус с планарными выводами (рис. 12.23–12.42). Условные графические обозначения функциональных схем серий К561 и 564 приведены на рис. 12.44.

Напряжение питания на микросхемы, имеющие 14 выводов, подается иа выводы 14 (плюс) и 7 (общий), имеющие 16 выводов – на выводы 16 (плюс) и 8 (общий), имеющие 24 вывода – на выводы 24 (плюс) и 12 (общий) за исключением микросхемы К561ПУ4 и 564ПУ4 – плюс на вывод 1, общий на вывод 8.

Аналоговые микросхемы

В интегральном исполнении выпускаются самые различные по назначению и функциональным возможностям аналоговые микросхемы: генераторы и детекторы, модуляторы и преобразователи, стабилизаторы напряжений и тока, операционные усилители и др. Аналоговые микросхемы находят широкое применение в аналоговых вычислительных машинах, аппаратуре преобразования аналоговой и цифровой информации, аппаратуре связи, телевидения и телеуправления, системах контроля и измерительных приборах. Применение аиалоговых микросхем всегда специфично. Серии микросхем существенно

Таблица 12.102. **Функциональный состав серий К561 и 564**

Функциональное назначение	Обозначение	Обозначение корпуса	
		К561	564
Четыре логических элемента 2И – НЕ	ЛА7	201.14-1	401.14-5
Два логических элемента 4И – НЕ	ЛА8	201.14-1	401.14-5
Три логических элемента 3И – НЕ	ЛА9	201.14-1	401.14-5
Четыре логических элемента 2ИЛИ – НЕ	ЛЕ5	201.14-1	401.14-5
Два логических элемента 4ИЛИ – НЕ	ЛЕ6	201.14-1	401.14-5
Три логических элемента 3ИЛИ – НЕ	ЛЕ10	201.14-1	401.14-5
Шесть логических элементов НЕ с блокировкой и запретом, с тремя состояниями на выходе	ЛН1	238.16-1	402.16-32
Шесть логических элементов НЕ	ЛН2	201.14.-1	401.14-5
Четыре логических элемента И – ИЛИ	ЛС2	238.16-1	402.16-32
Четыре логических элемента «Исключающее ИЛИ»	ЛП2	201.14-1	401.14-5
Три трехвходовых мажоритарных элемента	ЛП13	201.14-1	401.14-5
Два триггера JK-типа	ТВ1	238.16-1	402.16-32
Два триггера D-типа	ТМ2	201.14-1	401.14-5
Четыре триггера D-типа	ТМ3	238.16-1	402.16-32
Счетверенный триггер RS-типа с тремя состояниями на выходе	ТР2	238.16-1	402.16-32
Шесть преобразователей уровня	ПУ4	238.16-1	402.16-32
Четыре двунаправленных переключателя	КТ3	201.14-1	401.14-5
Счетчик-делитель на 8	ИЕ9	238.16-1	402.16-32
Два 4-разрядных двоичных счетчика	ИЕ10	238.16-1	402.16-32
4-разрядный двоичный реверсивный счетчик	ИЕ11	238.16-1	402.16-23
4-разрядный двоичный сумматор	ИМ1	238.16-1	402.16-23
Схема сравнения двух 4-разрядных чисел	ИП2	238.16-1	402.16-32
8-разрядный универсальный сдвигающий регистр	ИР6	239.24-1	405.24-2
4-разрядный последовательно-параллельный регистр	ИР9	238.16-1	402.16-23
Миогоцелевой регистр 8 × 4 бит	ИР11	239.24-1	405.24-2
Многоцелевой регистр 4 × 4 бит	ИР12	239.24-1	405.24-2
Двойной 4-канальный мультиплексор	КП1	238.16-1	402.16-23
ОЗУ статическое 256 × 1 бит со схемой управления	РУ2А,Б	2106.16-2	4112.16-1
12-разрядная схема сравнения	СА1	238.16-1	402.16-33

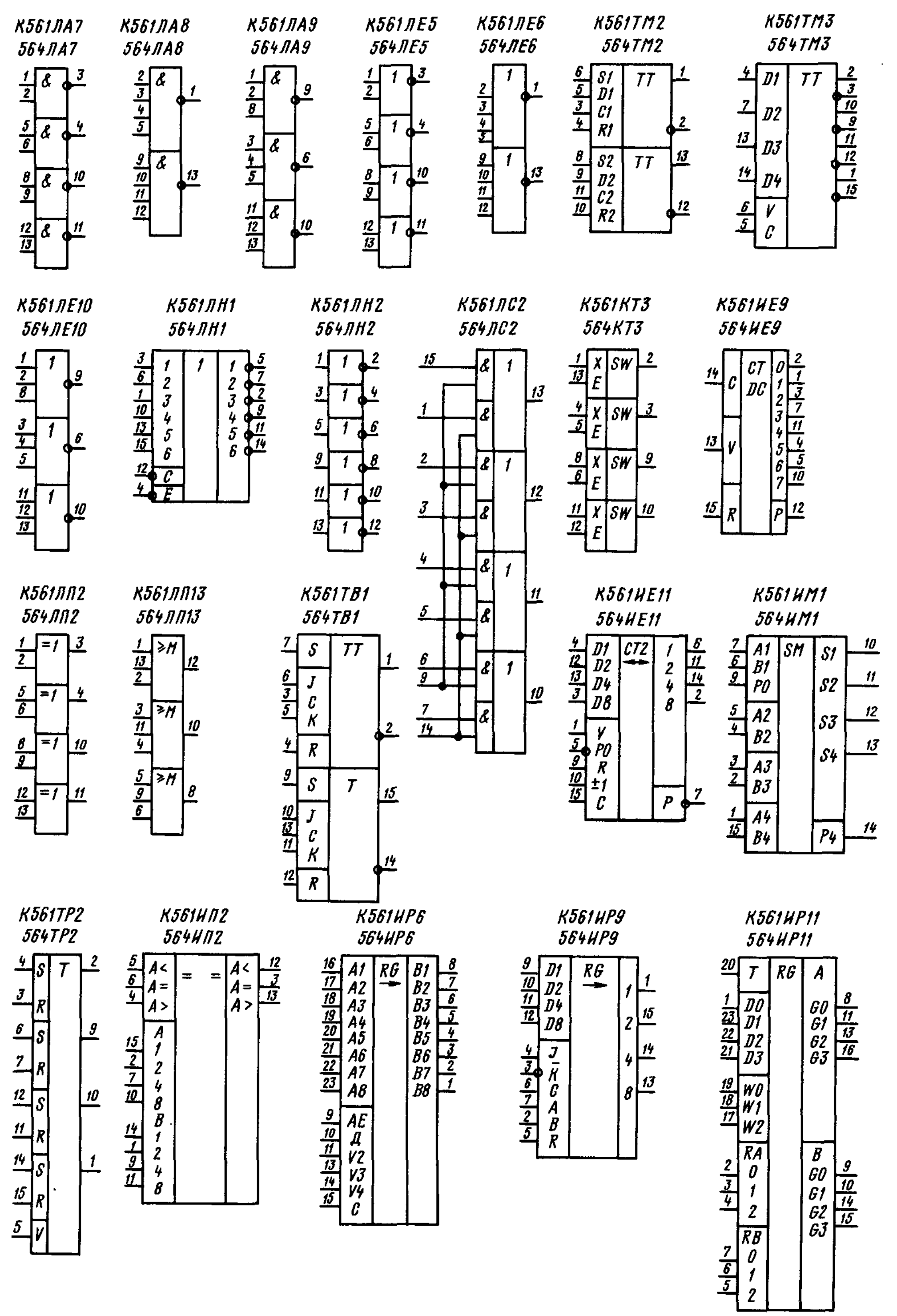
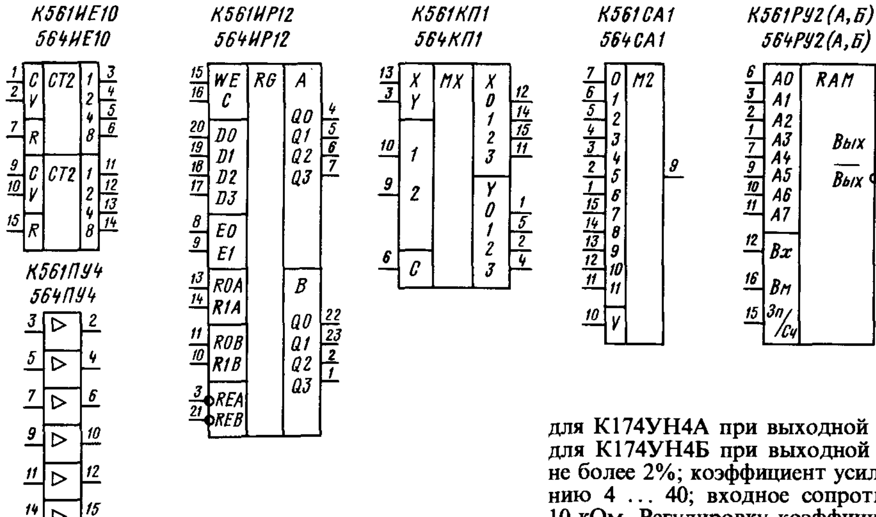

К561ЛА7
564ЛА7
К561ЛА8
564ЛА8
К561ЛА9
564ЛА9
К561ЛЕ5
564ЛЕ5
К561ЛЕ6
564ЛЕ6
К561ТМ2
564ТМ2
К561ТМ3
564ТМ3
К561ЛЕ10
564ЛЕ10
К561ЛН1
564ЛН1
К561ЛН2
564ЛН2
К561ЛС2
564ЛС2
К561КТ3
564КТ3
К561ИЕ9
564ИЕ9
К561ЛП2
564ЛП2
К561ЛП13
564ЛП13
К561ТВ1
564ТВ1
К561ИЕ11
564ИЕ11
К561ИМ1
564ИМ1
К561ТР2
564ТР2
К561ИП2
564ИП2
К561ИР6
564ИР6
К561ИР9
564ИР9
К561ИР11
564ИР11

Рис. 12.44



различаются по областям преимущественного применения, функциональному составу и числу входящих в серию микросхем.

Микросхемы серий К174 и К244. Предназначены для использования в радиовещательных приемниках, телевизорах, магнитофонах, электрофонах; могут применяться при построении различных узлов радиоэлектронной аппаратуры. Микросхемы серии К224 выполнены в прямоугольном пластмассовом корпусе типа 115.9-1 (рис. 12.23).

Микросхема К174УН4 представляет собой УМ низкой частоты с номинальной выходной мощностью 1 Вт при нагрузке 4 Ом. Типовая схема включения микросхемы приведена на рис. 12.45.

Номинальное напряжение питания 9 В $^{+10\%}_{-40\%}$; ток потребления не более 10 мА; полоса пропускания 30 ... 20 000 Гц; коэффициент гармоник для К174УН4А при выходной мощности 1 Вт и для К174УН4Б при выходной мощности 0,7 Вт не более 2%; коэффициент усиления по напряжению 4 ... 40; входное сопротивление не менее 10 кОм. Регулировку коэффициента усиления на низких частотах можно осуществлять изменением емкости конденсаторов C2, C5, а во всей полосе пропускания изменением глубины ООС регулировкой сопротивления резистора R1 и емкости конденсатора C2. Микросхема выполнена в корпусе 201.9-1 (рис. 12.24).

Микросхема К174УН7 (рис. 12.46) представляет собой УМ низкой частоты с номинальной мощностью 4,5 Вт при нагрузке 4 Ом. Полоса

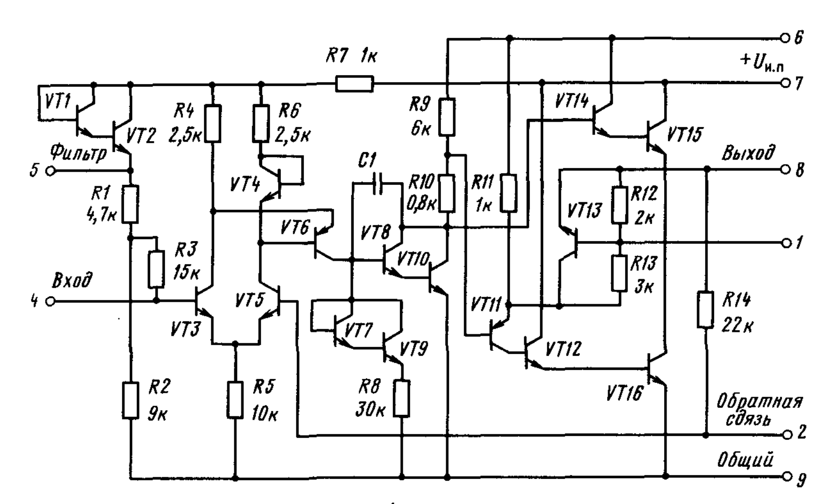
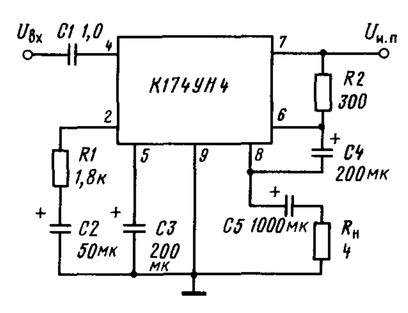
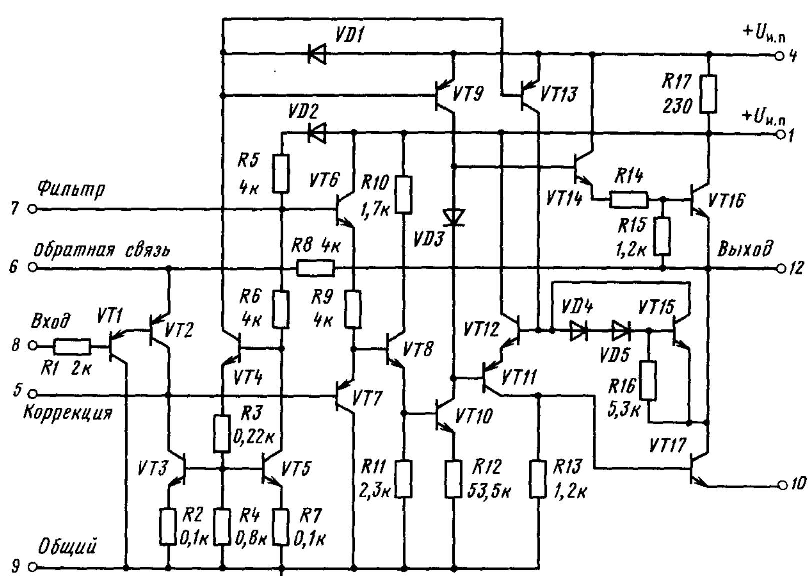


Рис. 12.45





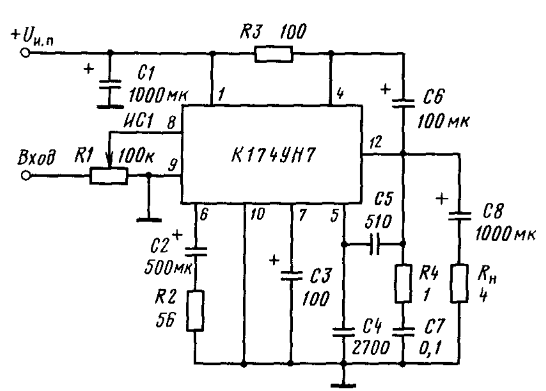
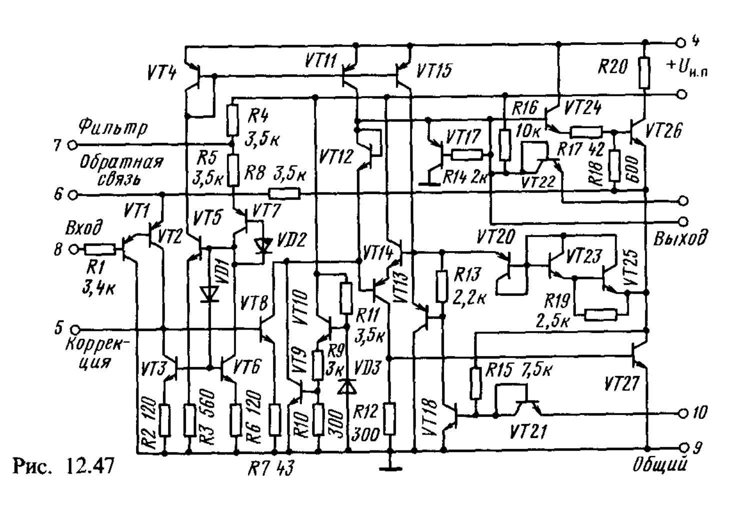


Рис. 12.46

пропускания по уровню 3 дБ 40 ... 20000 Гц; коэффициент гармоник не более 10%; входное сопротивление не менее 50 кОм; ток потребления при отсутствии сигнала не более 20 мА; номинальное напряжение питания 15 В ± 10%. При мощности нагрузки более 0,27 Вт обязательно применение дополнительного теплоотвода. Микросхема выполнена в корпусе 238.12-1 (рис. 12.27).

Микросхема К174УН9 (рис. 12.47) представляет собой УМ низкой частоты с номинальной выходной мощностью 5 Вт при нагрузке 4 Ом. Микросхема имеет защиту от коротких замыканий в цепи нагрузки и перегрузок по току. В зависимости от коэффициента гармоник и полосы пропускания микросхемы делятся на группы А и Б. Частотный диапазон 40 ... 20000 Гц (А) и 40 ... 16000 Гц (Б). Коэффициент гармоник не более 1% (А), 2% (Б). Входное сопротивление не менее 100 кОм; ток потребления при отсутствии



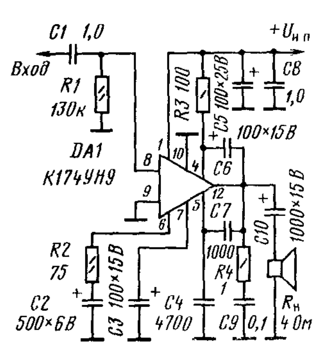


Рис. 12.47

входного сигнала не более 30 мА; номинальное напряжение питания 18 В ± 10%; минимальное напряжение питания 5,4 В.

Эксплуатация микросхемы без дополнительного теплоотвода не допускается. Микросхема выполнена в корпусе 238.12-1 или 2104.12-1 (рис. 12.27 и 12.32).

Микросхема К174УН10 предназначена для использования в звуковоспроизводящей и приемоусилительной аппаратуре 1-го и 2-го классов в качестве электронного двухканального регулятора тембра высоких и низких частот. Типовая схема включения микросхемы приведена на рис. 12.48. (1-преобразователи напряжения, 2-управляемые напряжением усилители). Сопротивление нагрузки не менее 5 кОм; входное сопротивление не менее 15 кОм; коэффициент гармоник не более 0,2% для К174УН10А и 0,5% для К174УН10Б; глубина регулировки тембра на частотах 40 Гц и 16 кГц не менее ±15 дБ; переходное затухание между каналами (на частотах 1 и 12,5 кГц) не менее 56 дБ; номинальное напряжение питания 15 В ± 10%; потребляемый ток не более 40 мА. Микросхема выполнена в корпусе 238.16-2 (рис. 12.28).

Микросхема К174УН11 (рис. 12.49) представляет собой УМ низкой частоты с выходной мощностью до 15 Вт. Номинальное сопротивление нагрузки 4 Ом. Диапазон рабочих частот 80 ... 20 000 Гц. Коэффициент гармоник не более 1%; диапазон напряжения питания ±5 ... 17 В; выходная мощность при напряжениях питания ±15; ±10, ±8 В не менее 12, 10 и 3 Вт соответственно. Потребляемый ток при отсутствии сигна-

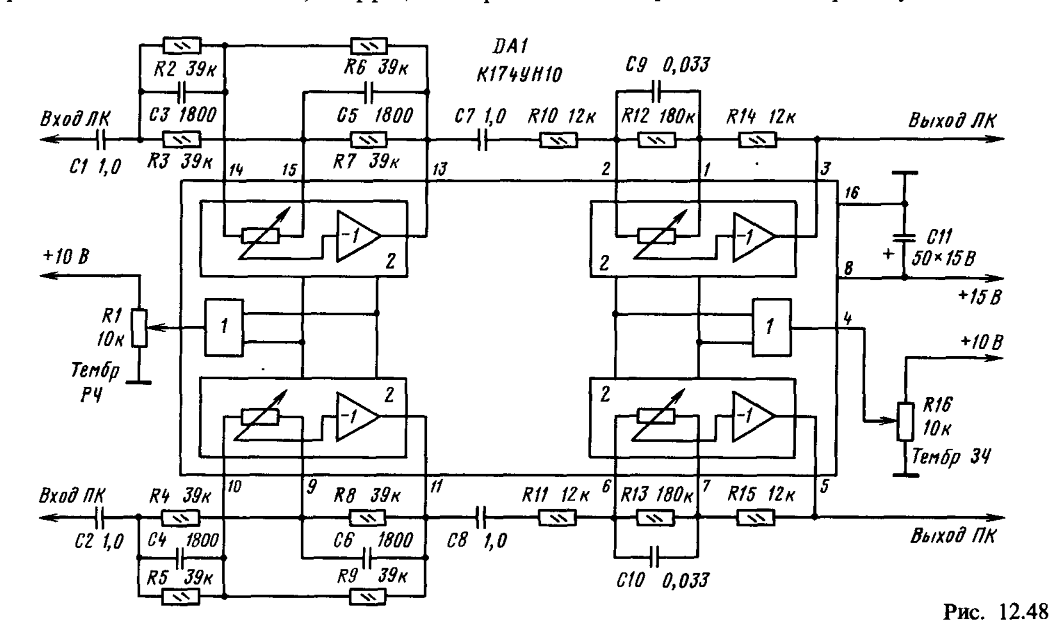


Рис. 12.48

ла не более 100 мА. Входное сопротивление не менее 100 кОм; чувствительность (при выходной мощности 10 Вт) не менее 250 мВ. Микросхема выполнена в корпусе 201.14-2 (рис. 12.25).

Микросхема К174УН12 предназначена для электронной регулировки громкости и баланса между каналами в стереофонической аппаратуре. Типовая схема включения микросхемы приведена на рис. 12.50, где 1-преобразователь напряжения; 2-управляемые напряжением усилители. Положения 1, 2, 3 переключателя S1 означают соответственно: отключение тонкоррекции, стандартная тонкоррекция, возможность подбора оптимальной тонкоррекции. Номинальное напряжение питания 15 В, потребляемый ток не более 40 мА, коэффициент гармоник не более 0,5%, диапазон регулировки громкости не менее 77 дБ, диапазон регулировки баланса каналов не менее ±6 дБ, рабочий диапазон частот 20 ... ...20 000 Гц. Сопротивление нагрузки не менее 15 кОм. Микросхема выполнена в корпусе 238.16-2 (рис. 12.28).

Рис. 12.49

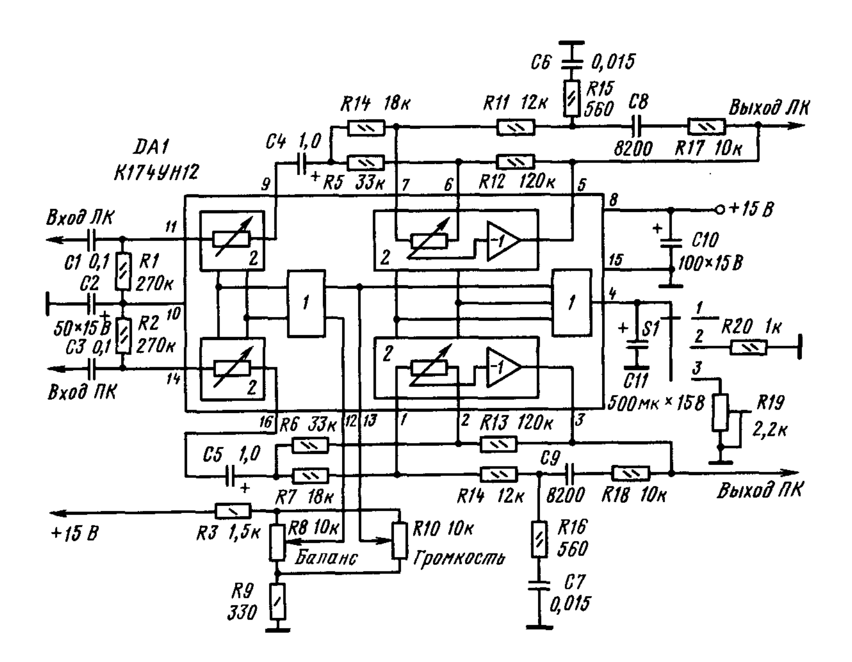


Рис. 12.50

Микросхема К174УР1 (рис. 12.51) представляет собой усилитель-ограничитель напряжения ПЧ, частотный детектор и электронный регулятор напряжения низкой частоты звукового канала телевизионного приемника. Номинальное напряжение питания 12 В ± 10%; ток потребления не более 22 мА; амплитуда входного сигнала 300 мВ; диапазон электронной регулировки передачи на 6,5 МГц не менее 60 дБ; устройство устойчиво работает при эквивалентном сопро-

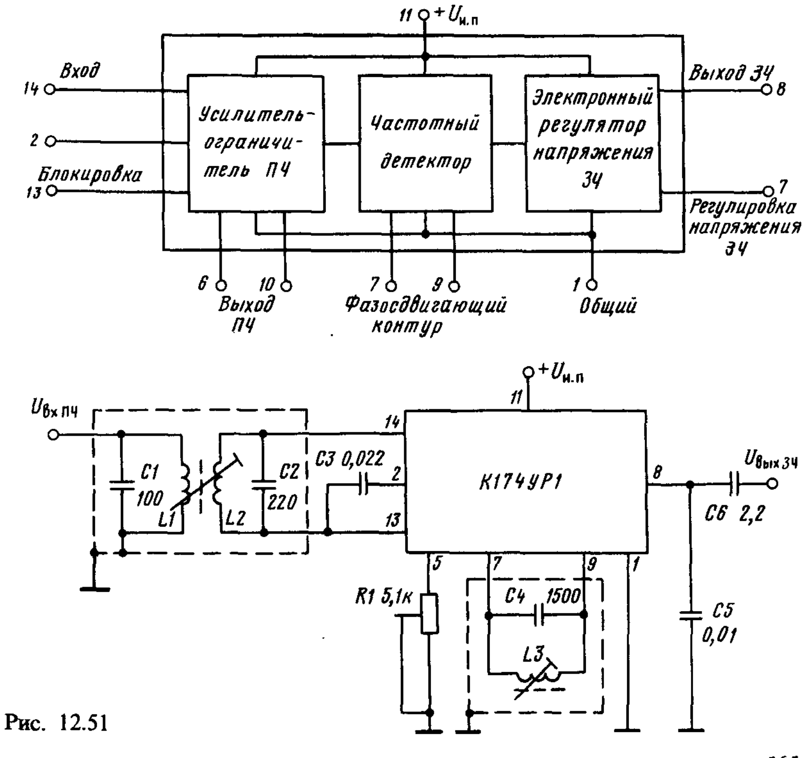


Рис. 12.51

тивлении входного контура не более 1 кОм. Микросхема выполнена в корпусе 201.14-6 (рис. 12.26).

Микросхема К174УР2 (рис. 12.52) включает в себя усилитель напряжения ПЧ, синхронный детектор, предварительный усилитель видеосигнала и ключевую АРУ канала изображения телевизионного приемника. Номинальное напряжение питания 12 В ± 10%; ток потребления не более 70 мА; ширина полосы пропускания видеочастот на уровне 3 дБ 7,5 ... 10 МГц; амплитуда напряжения входного сигнала 1 В. В зависимости от чувствительности микросхемы делятся на группы А и Б.

Чувствительность К174УР2А не хуже 500 мкВ, К174УР2Б – 300 мкВ. Выходное напряжение предварительного видеоусилителя на выводах 11 и 12 5 ... 7 В; выходное напряжение АРУ (вывод 5) в зависимости от номинала положения переменного резистора R3 от 2 до 10 В. Диапазон регулировки усиления АРУ не менее 50 дБ; амплитуда напряжения входного строчного импульса по выводу 7 – 6 В. Микросхема выполнена в корпусе 238.16-4 (рис. 12.29).

Микросхема К174УР3 предназначена для использования в радиовещательных супергетеродинных ЧМ приемниках. Микросхема содержит следующие узлы: усилитель-ограничитель, частотный детектор и предварительный усилитель ЗЧ. Функциональная схема устройства приведена на рис. 12.53. Номинальное напряжение питания 6 В ± 5%; ток потребления не более 12 мА; выходное напряжение ЗЧ не менее 100 мВ; коэффициент гармоник не более 2%; входное напряжение при ограничении не более 100 мкВ; входное сопротивление на частоте 15 МГц не менее 3,9 кОм; выходное сопротивление 1,5 кОм. Микросхема выполнена в корпусе 201.14-1 (рис. 12.25).

Микросхема К224УС1 (рис. 12.54) является каскодным усилителем и предназначена для УРЧ и УПЧ, работающих в диапазоне 0,15 ... 110 кГц. Входной сигнал подается на микросхему через вывод 1. Базовое смещение подается от системы АРУ или от внешнего источника на вывод 3. Входное сопротивление на частоте 10 МГц не менее 150 Ом. Наличие выводов 4, 6 и 7 позволяет регулировать сопротивление нижнего плеча делителя и менять смещение между эмиттером и

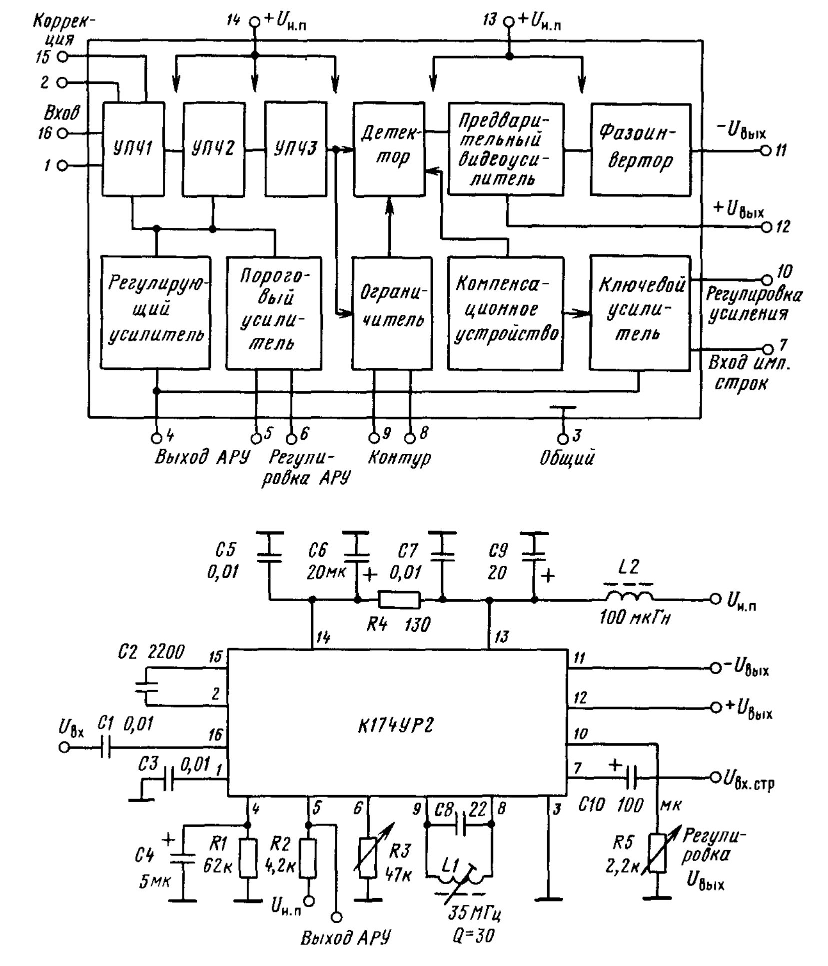


Рис. 12.52

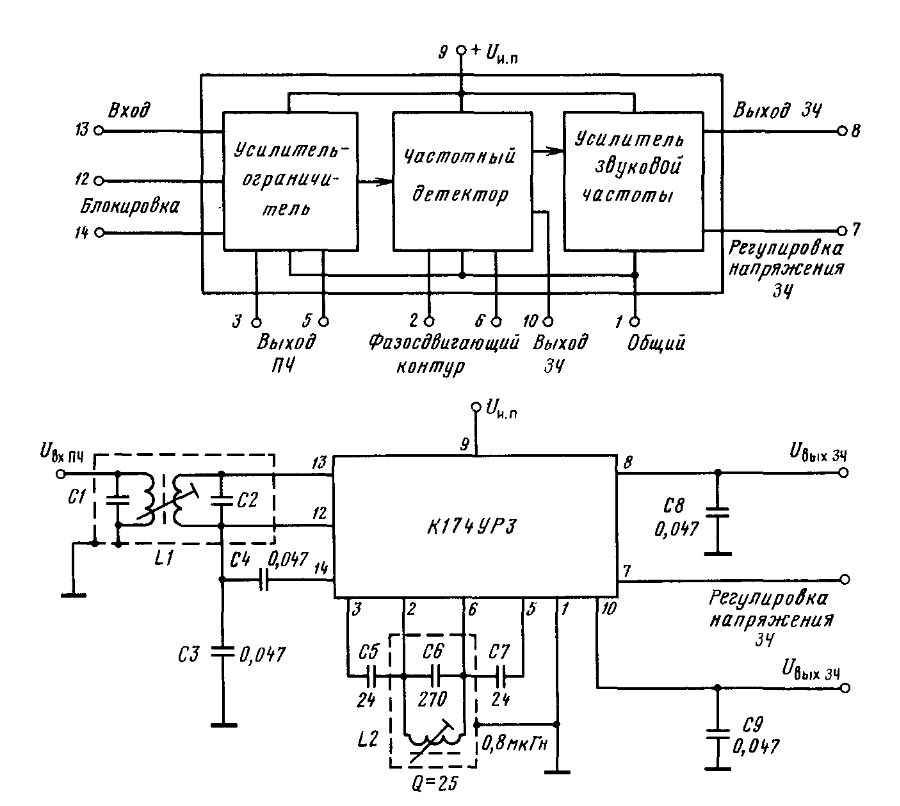


Рис. 12.53

базой входного транзистора. Поэтому напряжение питания микросхемы можно выбирать от 5,4 до 12 В. Нагрузка усилителя резонансная или апериодическая и включается между выводами 8 и 9. В диапазоне рабочих частот микросхема обеспечивает крутизну ВАХ не менее 30 мА/В. Неравномерность частотной характеристики не более 12 дБ.

Микросхема К2УС247 (рис. 12.55) предназначена для создания выходных УПЧ изображе-

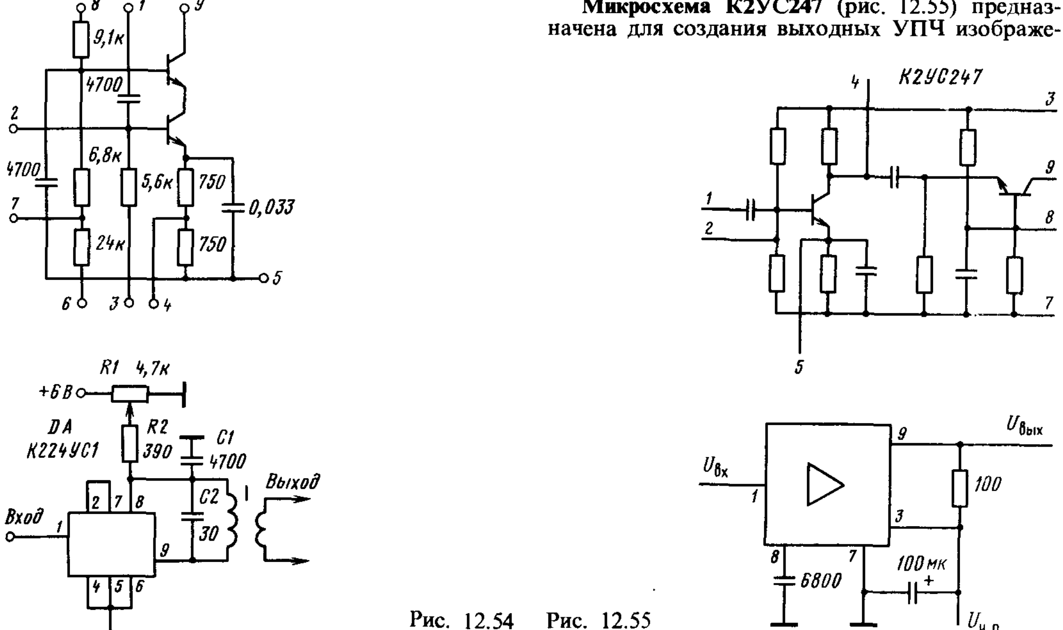
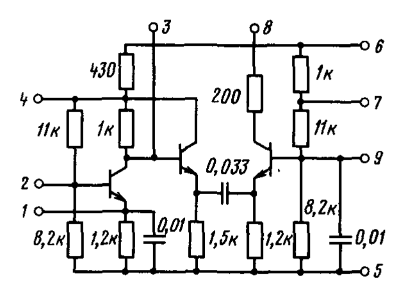


Рис. 12.54 Рис. 12.55



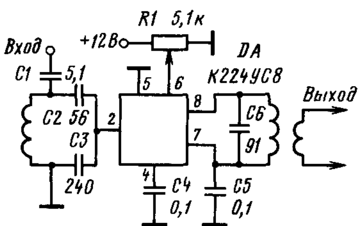


Рис. 12.56

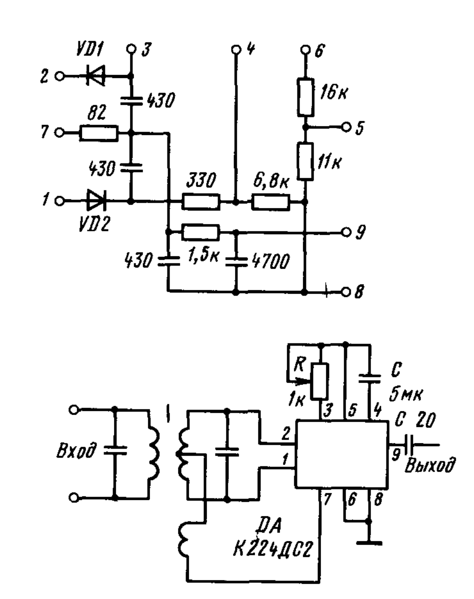


Рис. 12.57

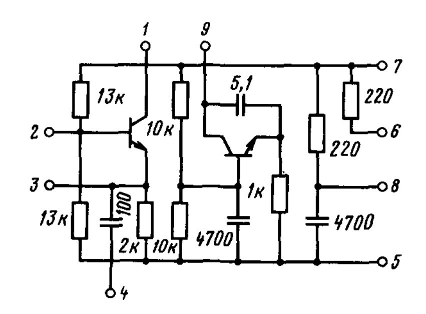
ния. Используя выводы 2, 4, 5 и 8, можно в широких пределах менять режимы работы транзисторов. Частотный диапазон микросхем составляет 30... 45 МГц. Неравномерность частотной характеристики менее 3 дБ. Крутизна на частоте 35 МГц не менее 50 мА/В. Напряжение питания 12 В ± 10%.

Микросхема К224УС8 (рис. 12.56) используется в УПЧ звукового сопровождения в телевизорах. Входной сигнал с частотой 6,5 МГц подается на вывод 2. Микросхема усиливает и одновременно ограничивает сигнал. Нагрузкой микросхеме служит контур частотного детектора. Полоса пропускания не менее 250 кГц. Коэффициент усиления не менее 100. С помощью потенциометра R1 можно регулировать усиление каскада более чем в 100 раз.

Микросхема К224ДС2 (рис. 12.57). Частотный детектор выполнен по типовой схеме симметричного детектора отношений, рабочий диапазон частот 6 ... 20 МГц. Предназначается для использования в тракте звукового сопровождения телевизора. При сопротивлении выходной нагрузки 20 кОм коэффициент передачи детектора не менее 0,15.

К выводам 1, 2 и 7 подключен фазовращательный трансформатор, через который на детектор поступает сигнал с частотой 6,5 МГц с выхода УПЧЗ. Для симметрирования плеч детектора между выводами 3 и 5 включен переменный резистор, а между выводами 4 и 5 конденсатор. На входе УЗЧ низкочастотный сигнал снимается с вывода 9 через разделительный конденсатор.

Микросхема К224ЖА1 (рис. 12.58) предназначена для создания смесителя-гетеродина тракта УКВ-ЧМ сигналов. Входной сигнал поступает на смеситель через вывод 2, а сигнал гетеродина (65 ... 120 МГц) – через вывод 3. Напряжение ПЧ (10 ... 100 МГц) снимается с вывода 1 через разделительный конденсатор.



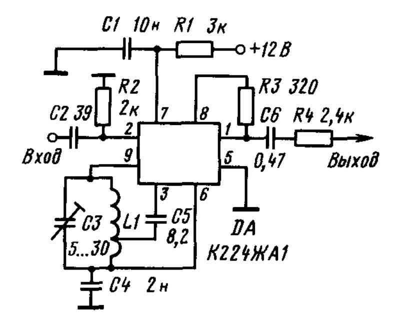


Рис. 12.58

Микросхема К224ЖА2 (рис. 12.59) предназначена для создания смесителя и гетеродина в трактах АМ сигналов. Диапазон рабочих частот смесителя 0,15 ... 30 МГц, а гетеродина 0,5 ... 30 МГц. Входной сигнал поступает на вывод 1, сигнал гетеродина – на вывод 3. Крутизна смесительного каскада на частоте 10 МГц при нагрузке 100 Ом – 18 мА/В, гетеродина не менее

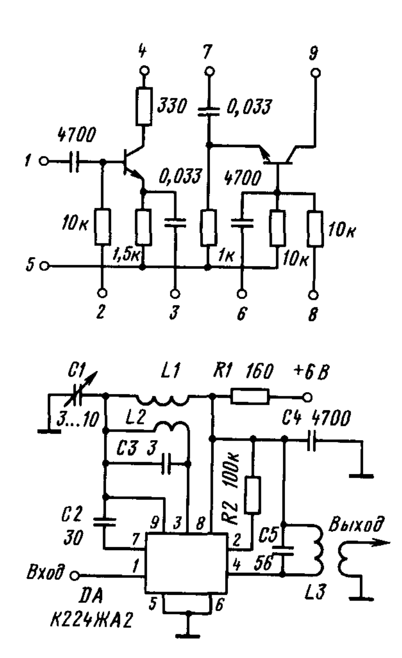


Рис. 12.59

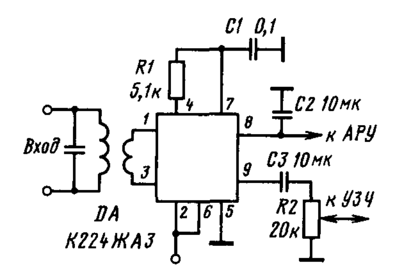


Рис. 12.60

14 мА/В. Напряжения питания: 3,6 ... 9 В для смесителя и 3 ... 3,6 В для гетеродина. Потребляемая мощность микросхемы не более 40 мВт.

Микросхема К224ЖА3 (рис. 12.60) предназначена для детектирования АМ сигналов ПЧ и усиления напряжения АРУ. Входное сопротивление детектора на частоте 465 кГц не менее 500 Ом; коэффициент передачи – не менее 0,5; коэффициент гармоник не более 3,5%; максимальный сигнал АРУ практически равен напряжению питания; потребляемая мощность не более 10 мВт.

Микросхема К224УН16 (рис. 12.61) представляет собой УМ низкой частоты с номинальной мощностью 4 Вт при нагрузке 8 Ом. Рабочий диапазон частот 20 ... 20 000 Гц; входное сопротивление не менее 300 кОм; коэффициент гармоник не более 2,5%; номинальное напряжение питания 30 В ±10%.

Микросхема К224УН17 (рис. 12.62, *а, б*) представляет собой УМ низкой частоты с номинальной выходной мощностью 20 Вт при нагрузке

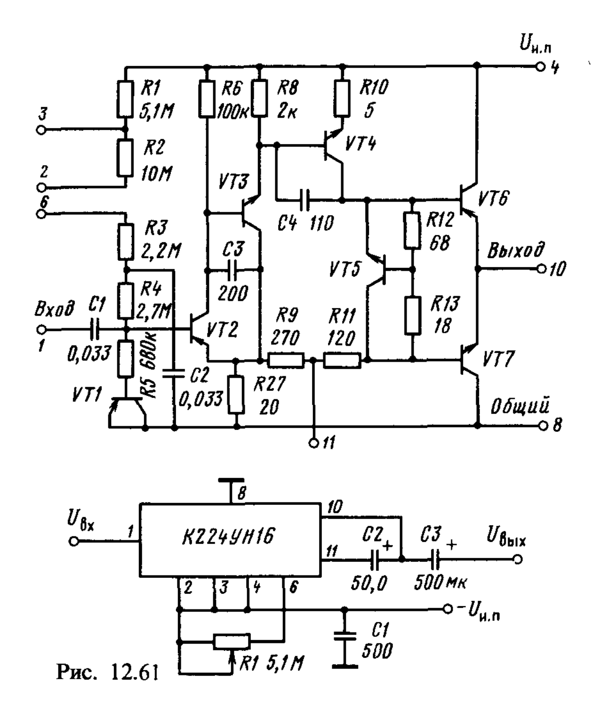


Рис. 12.61

4 Ом. Рабочий диапазон частот 50 ... 20 000 Гц; входное сопротивление не менее 10 кОм; коэффициент гармоник не более 1,5%; номинальное напряжение питания ±24 В ±10%.

Микросхема К224УП1 (рис. 12.63) предназначена для усиления сигналов цветности. Частотный диапазон микросхемы составляет 2 ... 10 МГц. При использовании микросхемы в канале задержанного сигнала сигнал цветности с линии задержки подается на вывод 1. Напряжение питания 12 В ± 10% подается на вывод 6 (плюс) и на выводы 2,8 и 4 (общий). Между выводами 3 и 6 подключаются параллельно переменный резистор сопротивлением 2,2 кОм (для регулировки усиления) и дроссель с индуктивностью 40 мкГн. Между выводами 3 и 5 включается конденсатор емкостью 1000 пФ. С вывода 7 через разделительный конденсатор емкостью 680 пФ сигнал подается на электронный коммутатор, а с вывода 9 через конденсатор емкостью 68 пФ на контур (3,9 МГц) устройства цветовой синхронизации.

Микросхема К224УП2 (рис. 12.64) является усилителем-ограничителем. При использовании микросхемы в блоке цветности телевизора в качестве усилителя-ограничителя сигналов цветности цветоразностный сигнал с электронного коммутатора подается через вывод 1 микросхемы на транзисторный усилитель, коллекторной нагрузкой которого является дроссель с индуктивностью 40 мкГн, включенный между выводом 2 микросхемы и источником питания.

Усиленный сигнал с коллектора транзистора поступает на двусторонний диодный ограничитель, а затем с вывода 8 через внешний конденсатор емкостью 1000 пФ на базу эмиттерного повторителя (вывод 6). Снимаемый с вывода 5

Рис. 12.62

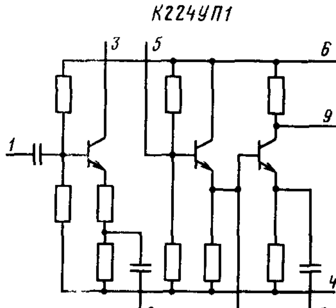


Рис. 12.63

микросхемы ограниченный цветоразностный сигнал подается на усилитель цветоразностных сигналов. Уровень двустороннего ограничения сигнала регулируется изменением напряжения на выводе 9 микросхемы в пределе 8 ... 20 В. Напряжение питания 12 В ± 10% подается на

Рис. 12.64

выводы 3, 7 и дроссель, подключаемый к выводам 2 (плюс) и 4 (общий).

Микросхема К224ТП1 (рис. 12.65) является симметричным триггером и предназначена для управления электронным коммутатором в блоке цветности телевизора. Переключение триггера из одного устойчивого состояния в другое осуществляется импульсами положительной полярности с частотой 15 625 Гц (формируемыми из импульсов обратного хода строчной развертки), подаваемыми на вывод 1. Импульсы цветовой синхронизации подаются с устройства опознания (К224ХП1, вывод 8) через разделительный конденсатор емкостью 2200 пФ на вывод 3. Импульсы прямоугольной формы с частотой 7812,5 Гц и амплитудой 6 В, снимаемые с выходов триггера (выводы 4 и 6) через резисторы сопротивлением 5,6 кОм, подаются на электронный коммутатор

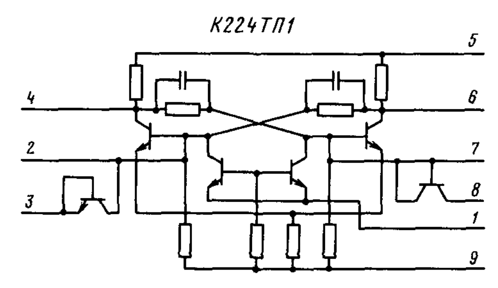


Рис. 12.65

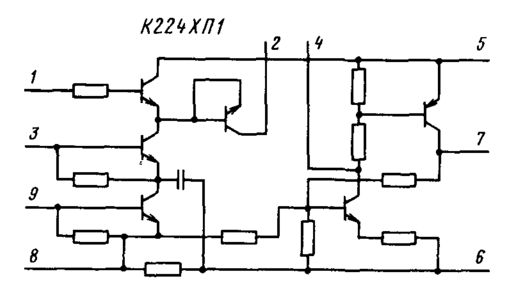


Рис. 12.66

блока цветности. Напряжение питания 12 В ± ± 10% подается на вывод 5 (плюс) и на вывод 9 (общий).

Микросхема К224ХП1 (рис. 12.66) является устройством опознания сигналов цветности в блоке цветности телевизора. Напряжение питания микросхемы 12 В ± 10% подается на вывод 5 (плюс) и вывод 6 (общий). Между выводами 2 и 4 включаются параллельно резистор сопротивлением 100 кОм и конденсатор емкостью 0,01 мк. Работа микросхемы осуществляется следующим образом.

Сигнал опознания красных строк (4,756 МГц) через конденсатор 47 пФ подается на вывод 3 микросхемы, синих строк (3,9 МГц) – на вывод 9. На вывод 1 микросхемы подаются управляющие импульсы прямоугольной формы положительной полярности кадровой частоты от ждущего мультивибратора. Выходные сигналы микросхемы на выводах 7 и 8 формируются только при наличии всех трех указанных входных сигналов, т. е. при приеме цветного изображения.

Сигнал на выводе 8 представляет собой серию импульсов полустрочной частоты, фаза которых определяется чередованием красных и синих строк в сигнале цветности. Сигнал положительной полярности на выводе 7 микросхемы используется для включения устройства шунтирования режекторных контуров видеоусилителя в канале яркости. При отсутствии сигналов опознания красных и синих строк на выводах 3 и 9 микросхемы (прием черно-белого изображения) фронт кадрового импульса (вывод 1) выключает выходные сигналы с выводов 7 и 8 микросхемы.

Операционные усилители серии К140. Операционный усилитель – это усилитель электрических сигналов, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в устройстве с ООС. Основное назначение ОУ – построение устройств с фиксированным коэффициентом усиления и точно синтезированной передаточной функцией. Благодаря своей универсальности и возможности многофункционального использования с помощью ОУ могут быть сделаны УПЧ, видеоусилители, УЗЧ и гетеродины радиоприемников, активные фильтры, генераторы сигналов, стабилизаторы источников питания, преобразователи типа цифра – аналог и аналог – цифра, ограничители, масштабирующие, логарифмические, дифференцирующие, интегрирующие и другие усилители.

Стандартный ОУ общего применения может использоваться примерно в 100 ... 130 вариантах включения. Возможности применения ОУ зависят от его электрических параметров. Для полной характеристики ОУ необходимо более 30 параметров, с помощью которых возможно построение его параметрической модели. В табл. 12.103 приведены основные параметры наиболее распространенных ОУ серии К140 широкого применения. В таблице использованы следующие термины, определения и буквенные обозначения основных электрических параметров:

$U_{и.п}$ – напряжение источников питания (допустимый рабочий диапазон); $U_{см}$ – напряжение смещения нуля; значение постоянного входного напряжения, при котором выходное напряжение равно нулю при включении резисторов с оговоренными сопротивлениями между любым входным выводом ОУ и источником входного напряжения; $\Delta U_{см}/\Delta T°$ – средний температурный дрейф напряжения смещения; $I_{вх}$ – входной ток, протекающий во входной цепи ОУ; K_U – коэффициент усиления при разомкнутой ОС; отношение приращения значения выходного напряжения (тока) ОУ к вызвавшему это приращение значению входного напряжения (тока); $V_{U_{вых}}$ – максимальная скорость нарастания выходного напряжения; наибольшая скорость изменения выходного напряжения ОУ при воздействии импульсов максимального входного напряжения прямоугольной формы; $K_{ос.сф}$ – коэффициент ослабления синфазных входных напряжений; коэффициент, равный отношению приращения синфазных входных напряжений к входному напряжению, вызывающих одно и то же приращение выходного напряжения ОУ; $U_{вх}$ – входное напряжение; напряжение между входными выводами ОУ; $U_{сф.вх}$ – синфазные входные напряжения; напряжение между каждым из входных выводов ОУ и землей, амплитуды и фазы которых совпадают; $R_{вх}$ – входное сопротивление; величина, равная отношению приращения входного напряжения ОУ к приращению активной составляющей входного тока при заданном значении частоты сигнала; $U_{вых}$ – выходное напряжение: напряжение между выводами выхода ОУ и земли; f_1 – частота единичного усиления: частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице.

Конструктивно ОУ серии К140 выполнены в круглых металлостеклянных корпусах типа 301.12-1 (рис. 12.35) для микросхем К140УД1, К140УД5, К140УД9 и типа 301.8-2 (рис. 12.34)

Таблица 12.103. **Электрические параметры ОУ**

Параметры	Микросхема					
	К140УД1А	К140УД1Б	К140УД1В	К140УД5А	К140УД5Б	К140УД6
$U_{и.п}$, В, рабочий диапазон	±3...7	±7...13	±7...13	±6...15	±6...15	±5...18
$U_{см}$, мВ, не более	±17	±17	±17	±10	±5	±10
$\Delta U_{см}/\Delta T°$, мкВ/°С, не более	60	60	60	50	10	20
$I_{вх}$, нА, не более	7000	9000	9000	5000	10 000	100
K_U, не менее	500......4500	1500...12 000	8000	500	1000	30 000
$V_{U вых}$, В/мкс, не менее	0,2	0,4	0,4	6	6	2
$K_{ос.сф}$, дБ, не менее	60	60	60	50	60	70
$U_{вх}$, В	±1,2	±1,2	±1,2	±3	±3	±15
$U_{сф.вх}$, В	±3	±6	±6	±6	±6	±11
$R_{вх}$, кОм, не менее	4	4	4	50	3	1000
$U_{вых}$, В, не менее	±2,8	+6; −5,7	+6; −5,7	+6,5; −4,5	+6,5; −4,5	±11
f_1, МГц	5	5	5	14	14	1

для микросхем К140УД6, К140УД7, К140УД8, К140УД10, К140УД11, К140УД12.

Микросхема К140УД1 представляет собой ОУ общего назначения. Схема включения микросхемы показана на рис. 12.67. В зависимости от напряжения питания и других электрических параметров микросхемы делятся на группы А, Б и В. Микросхема К140УД1А имеет номинальное напряжение питания ±6,3 В ± 5%, микросхемы группы Б и В – ±12,6 В ± 5%. Выходное сопротивление 700 Ом, выходной ток не более 2,5 мА, сопротивление нагрузки не менее 5 кОм. Вывод 4 микросхемы можно соединять с корпусом или оставлять свободным. Заземлять вывод 4 рекомендуется в случае работы микросхемы при больших входных сигналах (в режиме насыщения входных транзисторов ОУ) во избежание искажений положительного входного сигнала. При заземлении вывода 4 коэффициент ослабления синфазных входных напряжений и влияние нестабильности источников питания на напряжение смещения ухудшаются. Кроме того, при асимметрии напряжений питания увеличивается напряжение смещения и уменьшается коэффициент усиления.

При работе ОУ с малыми сигналами или когда форма ограниченного входного сигнала не имеет существенного значения, вывод 4 заземлять не рекомендуется. При этом асимметрия напряжений источников питания не влияет на электрические параметры ОУ. Для получения симметричного ограниченного выходного напряжения сопротивление нагрузки необходимо выбирать не менее 10 кОм.

Подключение корректирующих элементов осуществляется между выводами 1 и 12. Выбор номиналов корректирующих элементов R1 и C1 зависит от реализуемого усиления, при этом ОУ обладает различной полосой пропускания. Балансировка ОУ для получения нулевого выходного напряжения может быть произведена с помощью потенциометра, включенного между выводами 7 и 12.

Микросхема К140УД5 (рис. 12.68) представляет собой ОУ общего назначения. Микросхемы делятся на группы А и Б. В ОУ К140УД5А входные сигналы подаются через эмиттерные повторители (выводы 8 и 11), а в ОУ К140УД5Б – непосредственно на базы транзисторов дифференциального каскада (выводы 9 и 10). Номинальное напряжение питания ±12 В ± 10%; ток потребления не более 12 мА; выходное сопротивление не более 1 кОм; максимальный выходной ток 3 мА; сопротивление нагрузки не менее 5 кОм.

Для получения скорости нарастания выходного напряжения 6 В/мкс необходимо применять внешние цепи коррекции R1, R2, C1, C2, C3. При

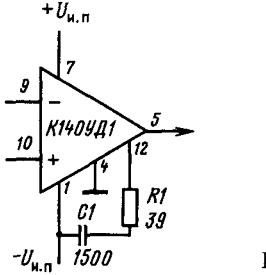


Рис. 12.67

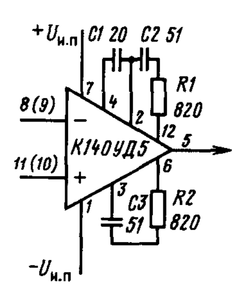


Рис. 12.68

К140УД7	К140УД8А	К140УД8Б	К140УД8В	К140УД9	К140УД11	К140УД12
± 5...16,5	± 6...16,5	± 6...16,5	± 6...16,5	± 6...15	± 5...18	± 1,5...16,5
± 9	± 50	± 100	± 150	± 5	± 10	± 6
6	50	100	150	20	70	35
400	0,2	0,2	0,2	350	500	50
30 000	50 000	20 000	20 000	35 000	25 000	50 000
0,3	2	5	2	0,5	+ 50; − 20	2
70	70	70	70	80	70	70
± 12	± 10	± 10	± 10	± 4	± 15	± 10
± 12	± 10	± 10	± 10	± 6	± 11,5	± 12
400	1	1	1	300	300	$5 \cdot 10^3$
± 10,5	± 10	± 10	± 10	± 10	± 12	± 10
0,8	1	1	1	5	5	0,8

понижении напряжений питания в 2 раза скорость нарастания выходного напряжения падает также в 2 раза. Балансировка ОУ осуществляется подключением потенциометра 10 кОм между выводами 2 и 3, движок которого через резистор сопротивлением 51 кОм подключен к выводу 7.

Микросхема К140УД6 (рис. 12.69) представляет собой ОУ общего назначения с внутренней частотной коррекцией и устройством защиты выхода от коротких замыканий. Номинальное напряжение питания ±15 В ± 10%; ток потребления не более 4 мА; сопротивление нагрузки не менее 2 кОм. При понижении напряжений питания (не менее 5 В) напряжение смещения, входные токи, разность входных токов остаются практически постоянными; максимальные выходные напряжения уменьшаются по линейному закону; скорость нарастания выходного напряжения уменьшается, коэффициент ослабления синфазного сигнала увеличивается. Балансировка ОУ для получения нулевого выходного напряжения производится внешним потенциометром R1.

Микросхема К140УД7 (рис. 12.70) представляет собой ОУ общего назначения с внутренней частотной коррекцией и устройством защиты выхода при коротких замыканиях. Номинальное напряжение питания ±15 В ± 10%; ток потребления не более 3,5 мА; сопротивление нагрузки не менее 2 кОм. При подключении внешнего конденсатора С1 емкостью 1000 пФ между выводами 8 и 2 скорость изменения выходного напряжения возрастает до 10 В/мкс. Балансировка выходного напряжения производится внешним потенциометром R1.

Микросхема К140УД8 (рис. 12.71) представляет собой ОУ общего назначения. Микросхема имеет на входе полевые транзисторы, что позволяет получить минимальный шумовой сигнал. В микросхеме применено устройство внутренней коррекции, что обеспечивает усилителю устойчивую работу без внешних элементов. В зависимости от норм на электрические параметры микросхемы делятся на группы А, Б и В.

Номинальное напряжение питания ±15 В ± ±5%, ток потребления не более 5 мА, выходное сопротивление не более 200 Ом, сопротивление нагрузки не менее 2 кОм. Коэффициент усиления ОУ не уменьшается с понижением напряжений питания, максимальное выходное напряжение уменьшается пропорционально понижению напряжения питания. Балансировка выходного напряжения производится внешним потенциометром R1.

Микросхема К140УД9 (рис. 12.72) представляет собой ОУ общего назначения, имеет защиту

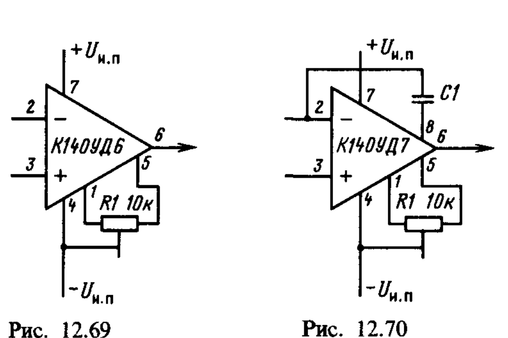


Рис. 12.69

Рис. 12.70

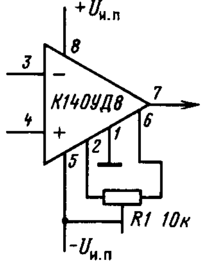


Рис. 12.71

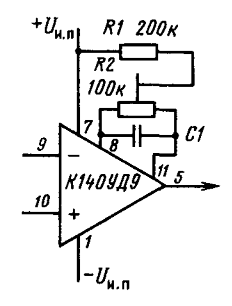


Рис. 12.72

от перенапряжений по входу и устройство защиты выхода от коротких замыканий. Номинальное напряжение питания ±12,6 В ± 10%; сопротивление нагрузки не менее 1 кОм. Корректирующий конденсатор С1 емкостью до 15000 пФ включается между выводами 8 и 11. Балансировка выходного напряжения производится внешним потенциометром R2.

Микросхема К140УД10 (рис. 12.73) представляет собой быстродействующий ОУ, имеющий скорость нарастания выходного напряжения 33 В/мкс и частоту единичного усиления 15 МГц. Включает устройства защиты от перенапряжений по входу и защиты выхода от коротких замыканий. Номинальное напряжение питания ±5 ... 16 В. При питании ОУ напряжением ±15 В: напряжение смещения нуля не более ±4 мВ; коэффициент усиления не менее 50000; коэффициент ослабления синфазного сигнала не менее 80 дБ; максимальное входное и входное синфазное напряжения ±10 В; максимальное выходное напряжение ±10 В.

Для предотвращения генерации применяются внешние цепи коррекции R1 и С1. Балансировка усилителя осуществляется подключением переменного резистора между выводами 1 и 5.

Микросхема К140УД11 (рис. 12.74) представляет собой быстродействующий ОУ, имеет устройства защиты от перенапряжений по входу и защиты выхода от коротких замыканий. Номинальные напряжения питания микросхемы ±5 ... 18 В. Допустимые отклонения напряжения питания от номинальных значений могут быть ±5, ±10, ±20%, но не выходящие за пределы номинальных вышеуказанных значений. Сопротивление нагрузки не менее 2 кОм.

Микросхема К140УД12 (рис. 12.75) представляет собой многофункциональный микромощный ОУ с регулируемым потреблением мощности, внутренней частотной коррекцией, защитой от триггерного режима и устройством защиты выхода от коротких замыканий. Задавая ток смещения стабилизатора-регулятора (вывод 8), можно изменять параметры ОУ от микромощных до параметров, свойственных ОУ общего применения. Наличие тока смещения является необходимым условием обеспечения работоспособности микросхемы. Ток, потребляемый ОУ, регулируется с помощью внешнего резистора R2. Номинальное сопротивление резистора R2 определяется приближенно как отношение положительного напряжения источника к току смещения.

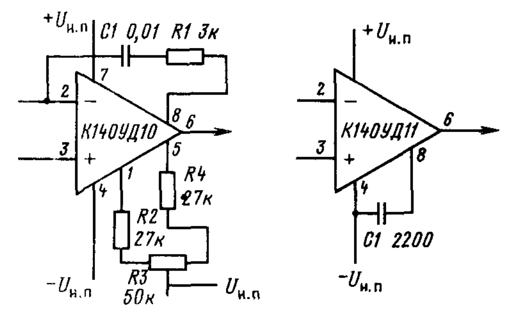


Рис. 12.73 Рис. 12.74

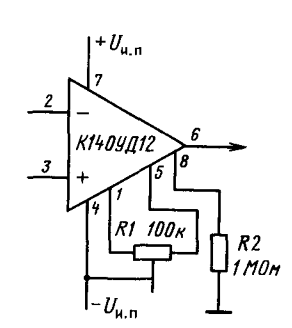


Рис. 12.75

При напряжении источников питания ±15 В для токов смещения 15 и 1,5 мкА сопротивления R2 равны соответственно 1 и 10 МОм. Номинальные напряжения питания ±15 В. Допустимые отклонения напряжений питания от номинальных значений +10, −80%. Входное сопротивление не менее 50 МОм при токе смещения 1,5 мкА и 5 МОм – при 15 мкА. Выходное сопротивление не более 5 кОм при токе смещения 1,5 мкА и 1 кОм – при 15 мкА. Максимально допустимый ток смещения через вывод 8 – не более 200 мкА. При питании ОУ пониженным напряжением входное и входное синфазное напряжения не должны превышать напряжений питания.

12.15. КОММУТАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Коммутационные устройства (переключатели: кнопочные, перекидные, поворотные; микропереключатели, малогабаритные электромагнитные реле, шаговые искатели) предназначены для включения и отключения различных электрических устройств, коммутации электрических цепей в радиоаппаратуре, устройствах автоматики сигнализации и связи.

Переключатели кнопочные

Малогабаритные кнопки типа КМ предназначены для коммутации электрических цепей с активной нагрузкой постоянного тока 0,0005 ... 4 А с напряжением 0,5 ... 30 В и переменного тока 50 ... 400 Гц от 0,0005 до 3 А с напряжением 0,5 ... 250 В. Конструктивные данные и электрическая схема приведены на рис. 12.76.

Износостойкость кнопок не менее 10000 циклов переключений. Циклом переключения считают переключение кнопки из положения «Выключено» в положение «Включено» и возвращение ее в положение «Выключено».

Командные кнопки предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока с напряжением 10...50 В и током 0,05...1,5 А. Конструктивные данные и электрические схемы кнопок однополюсного включения КН-1, двухполюсного включения КН-2 и однополюсного включения – выключения приведены на рис. 12.77. Износостойкость кнопок не менее 15000 циклов переключений.

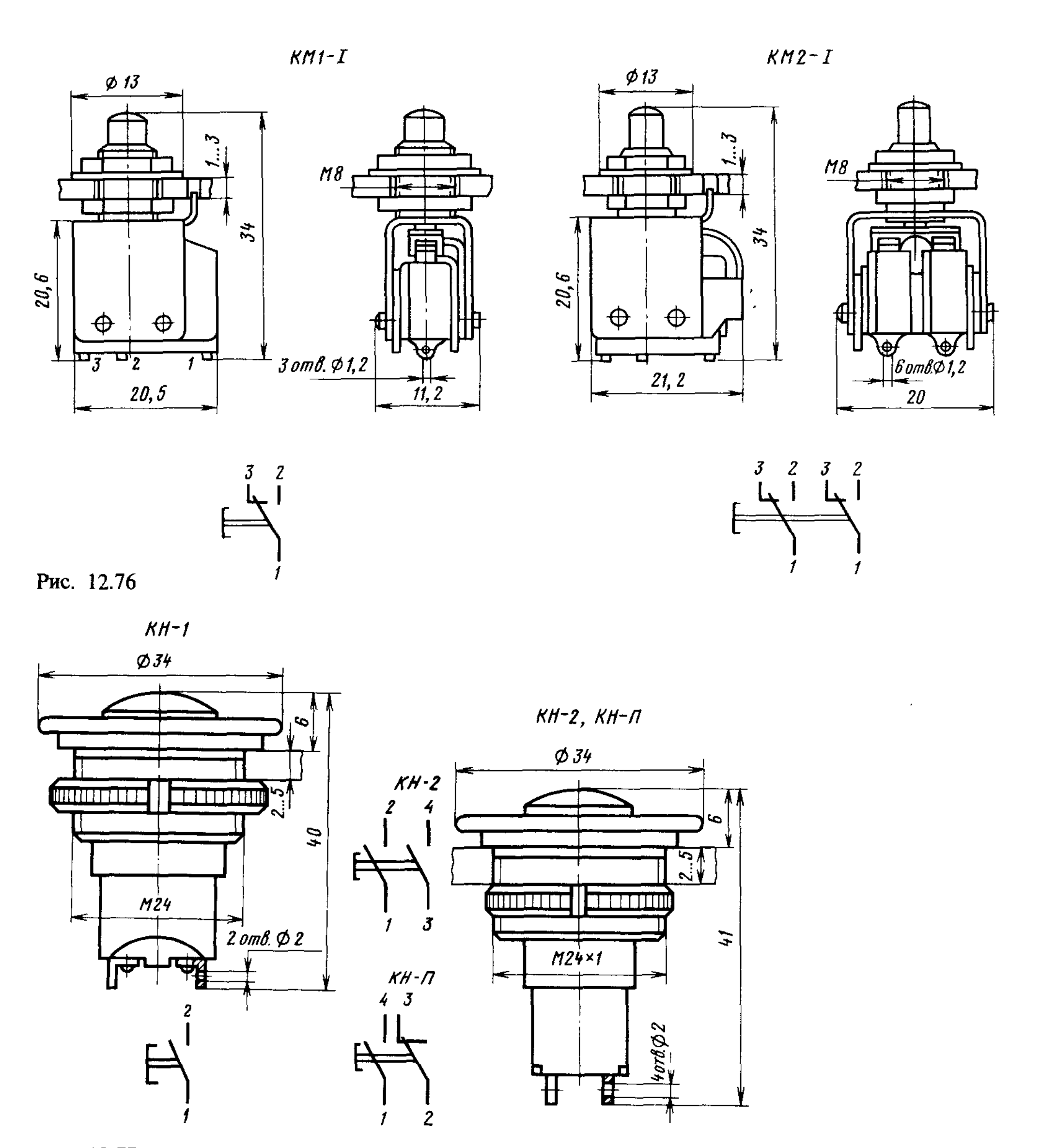


Рис. 12.76

Рис. 12.77

Кнопочные переключатели типа КП (рис. 12.78) предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока с напряжением 127 ... 220 В и током 0,2 ... 3 А, коммутациониая мощность не более 600 Вт. Износостойкость кнопок не менее 10000 циклов переключений.

Переключатели перекидные

Переключатели типа «тумблер» (рис. 12.79) предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока.

Тумблер ТВ1-1 однополюсный, имеет нормально разомкнутые 3–4 и нормально замкнутые 1–2 контакты. Тумблер ТВ1-2 двухполюсный, имеет нормально замкнутые 1–2, 3–4 и нормально разомкнутые 5–6, 7–8 контакты. Тумблер ТВ1-4 четырехполюсный, имеет нормально замкнутые контакты 1–2, 3–4, 5–6, 7–8.

Допустимые электрические нагрузки: для тумблеров ТВ1 рабочее напряжение 1,6 ... 220 В, ток 0,001 ... 5 А, коммутационная мощность 250 Вт; для тумблеров ТВ2 соответственно 1,6... 220 В, 0,001 ... 1 А, 120 Вт; для тумблеров ТП1 – 1,6 ... 220 В, 0,001 ... 2 А, 220 Вт. Износостойкость тумблеров не менее 10000 циклов переключений.

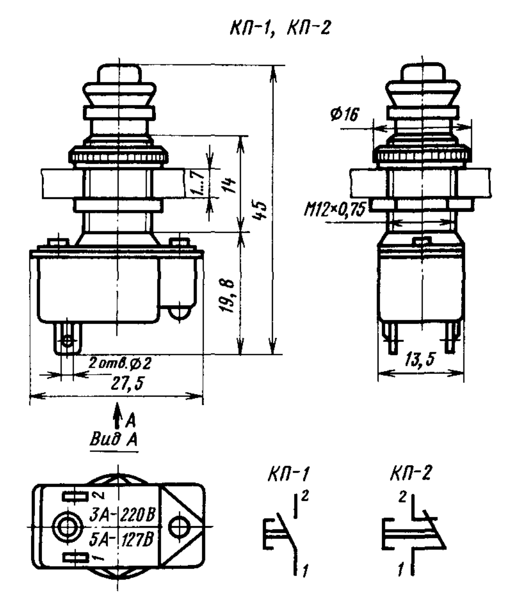


Рис. 12.78

Переключатели типа П1Т и П2Т (рис. 12.80) предназначены для коммутации электрических цепей постоянного тока 0,5 ... 5 А с напряжением 3 ... 30 В и переменного тока 0,5 ... 4 А с напряжением 3 ... 250 В. Износостойкость переключателей не менее 10000 циклов переключений.

Микротумблеры типа МТ (рис. 12.81) предназначены для коммутации электрических цепей постоянного тока 0,0005 ... 4 А с напряжением 0,5 ... 30 В и переменного тока 0,0005 ... 3 А с напряжением 0,5 ... 250 В. Износостойкость микротумблеров при активной нагрузке не менее 10000 циклов переключений.

Переключатели поворотные

Переключатели галетные типа ПГК и ПГГ. Предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока с напряжением до 350 В и током до 3 А. Максимальная коммутируемая мощность 70 Вт. Конструктивные данные переключателей приведены на рис. 12.82 и табл. 12.104. Характеристики переключателей приведены в табл. 12.105, схемы электрические (для одной платы переключателей) – на рис. 12.83. Схемы и характеристики переключателей типа ПГГ аналогичны переключателям ПГК.

Обозначение переключателей: ПГК – переключатель галетный с керамическими платами; ПГГ – переключатель галетный с гетинаксовыми платами; 2П – 11П – число рабочих положений; 2Н – 16Н – число направлений; 8 или 15 – расстояние между платами, мм; А или Б – ось переключателя по варианту А или Б; Т – тропическое исполнение. Примеры обозначения: ПГК-2П8Н-8АТ, ПГГ-2П8Н-15Б.

Для переключателей, имеющих ось с конической лыской, после цифры, обозначающей расстояние между платами, буквенное обозначение варианта оси отсутствует; ПГК-2П8Н-8.

Для переключателей, имеющих длину выступающей части оси 9,5 и 15,5 мм, после цифры, обозначающей расстояние между платами, через тире проставляются соответствующие цифры 9,5

Таблица 12.104. **Конструктивные данные галетных переключателей**

Тип	Число плат	Размеры, мм		Масса, г
		l	L (L_1)	
ПГК	1	–	49(49)*	61(48)*
ПГГ	2	8	64(55)	90(60)
		15	71(61)	92(63)
	3	8	76(65)	115(70)
		15	90(80)	118(72)
	4	8	91(75)	139(81)
		15	111(95)	145(84)
ПГ2	1	24,5	45(51)	25
	2	31,5	52(58)	27
	3	38,5	59(65)	29
	4	44,5	66(72)	31
ПГ3	1	25	51	37(36)(**)
	2	33	59	41(40)
	3	41	67	45(44)
	4	49	75	50(48)
	5	57	83	54(52)

(*) Для переключателей ПГГ.
(**) Для переключателей с пластмассовыми платами.

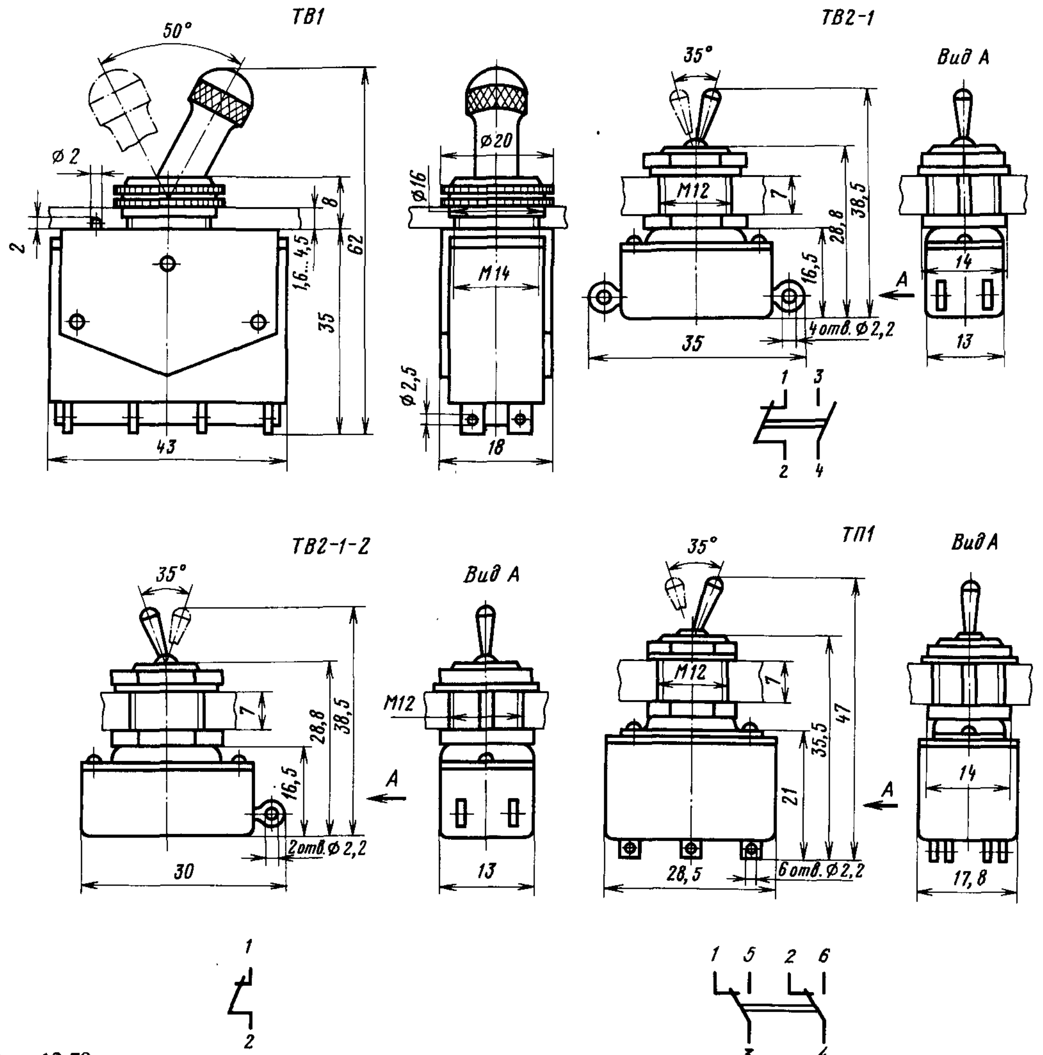


Рис. 12.79

Таблица 12.105. **Характеристики галетных переключателей**

Обозначение переключателя	Число: положений	Число: направлений	Число: плат	Схема электрическая
ПГК-2П4Н		4	1	
ПГК-2П8Н		8	2	
ПГК-2П12Н	2	12	3	Рис. 12.83,*а*
ПГК-2П16Н		16	4	
ПГК-3П3Н		3	1	
ПГК-3П6Н		6	2	
ПГК-3П9Н	3	9	3	Рис. 12.83,*б*
ПГК-3П12Н		12	4	
ПГК-5П2Н		2	1	
ПГК-5П4Н	5	4	2	
ПГК-5П6Н	5	6	3	Рис. 12.83,*в*
ПГК-5П8Н		8	4	
ПГК-11П1Н		1	1	
ПГК-11П2Н		2	2	
ПГК-11П3Н	11	3	3	Рис. 12.83,*г*
ПГК-11П4Н		4	4	
ПГ2-1-6П1НТ		1	1	
ПГ2-2-6П2НТ	6	2	2	Рис. 12.85,*а*
ПГ2-3-6П3НТ		3	3	
ПГ2-4-6П4НТ		4	4	

Обозначение переключателя	Число положений	Число направлений	Число плат	Схема электрическая
ПГ2-5-12П1НТ		1	1	
ПГ2-6-12П2НТ	12	2	2	
ПГ2-7-12П3НТ		3	3	Рис. 12.85,*б*
ПГ2-8-12П4НТ		4	4	
ПГ2-9-6П2НТ		2	1	
ПГ2-10-6П4НТ	6	4	2	Рис. 12.85,*в*
ПГ2-11-6П6НТ		6	3	
ПГ2-12-6П8НТ		8	4	
ПГ2-13-4П3НТ		3	1	
ПГ2-14-4П6НТ	4	6	2	Рис. 12.85,*г*
ПГ2-15-4П9НТ		9	3	
ПГ2-16-4П12НТ		12	4	
ПГ2-17-3П4НТ		4	1	
ПГ2-18-3П8НТ	3	8	2	Рис. 12.85,*д*
ПГ2-19-3П12НТ		12	3	
ПГ2-20-3П16НТ		16	4	
ПГ2-21-2П4НТ		4	1	
ПГ2-22-2П8НТ	2	8	2	Рис. 12.85,*е*
ПГ2-23-2П12НТ		12	3	
ПГ2-24-2П16НТ		16	4	

Обозначение переключателя	Число положений	Число направлений	Число плат	Схема электрическая
ПГ3-2П4Н-КТ		4	1	
ПГ3-2П8Н-КТ		8	2	
ПГ3-2П12Н-КТ	2	12	3	Рис. 12.87,*а*
ПГ3-2П16Н-КТ		16	4	
ПГ3-2П20Н-КТ		20	5	
ПГ3-3П3Н-КТ		3	1	
ПГ3-3П6Н-КТ		6	2	
ПГ3-3П9Н-КТ	3	9	3	Рис. 12.87,*б*
ПГ3-3П12Н-КТ		12	4	
ПГ3-3П15Н-КТ		15	5	
ПГ3-5П2Н-КТ		2	1	
ПГ3-5П4Н-КТ		4	2	
ПГ3-5П6Н-КТ	5	6	3	Рис. 12.87,*в*
ПГ3-5П8Н-КТ		8	4	
ПГ3-5П10Н-КТ		10	5	
ПГ3-11П1Н-КТ		1	1	
ПГ3-11П2Н-КТ		2	2	
ПГ3-11П3Н-КТ	11	3	3	Рис. 12.87,*г*
ПГ3-11П4Н-КТ		4	4	
ПГ3-11П5Н-КТ		5	5	

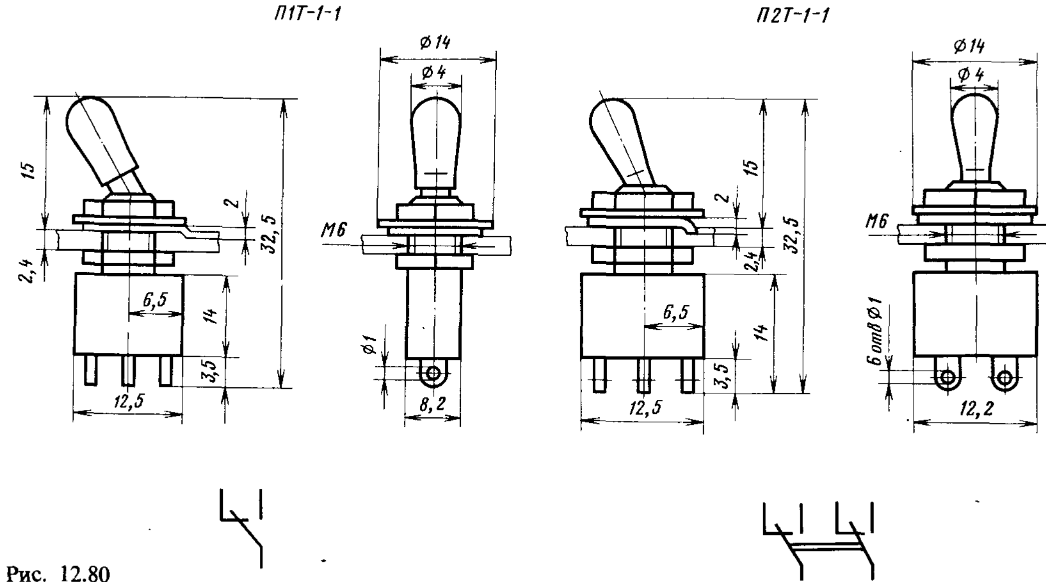


Рис. 12.80

или 15,5 (буквы в этом случае не ставятся) – ПГК-2П8Н-8-9.5

Износостойкость переключателей не менее 10 000 циклов переключений. Под циклом переключения понимается перевод ротора переключателя из одного крайнего положения в другое.

При установке переключателей на панель штырь упора в переключателе на 11 положений отгибается, на 5 положений – устанавливается в четвертое отверстие, в переключателе на 3 положения – во второе отверстие, на 2 положения – в первое отверстие основания.

В переключателях на 3, 5, 11 положений допускается за счет перестановки упора использовать меньшее число положений. При этом упор ставится в отверстие основания на единицу меньше необходимого количества положений.

Переключатели галетные типа ПГ2. Предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока с напряжением

МТ1

МТ3

Ø 15 · 9,8 · 37 · 30 · 3 · 13,6 · 20,3 · 22 · 11,3 · 19,3

3 2 / 1 · 3 2 3 2 / 1 1

Рис. 12.81

ПГК, ПГГ

1...5 · М10 · М3 · Ø6 · 5° · 8 · 11,5 · 4 · l · L · 56 · 40 · 49

Вариант А · Ø6 · 4,5 · 11,5 · М10 · 10

Вариант Б · 15,5 · 13 · Ø6 · 36 зубьев Шаг S=0,524

Рис. 12.82

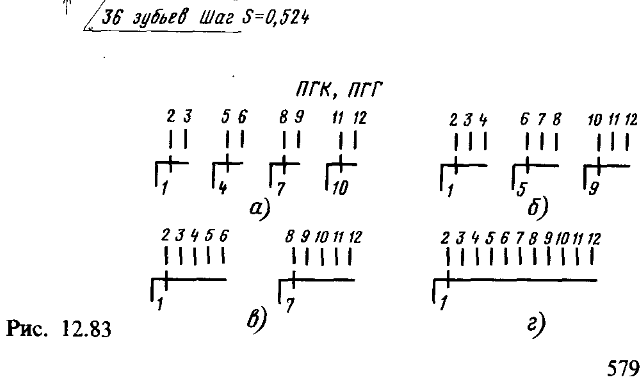


Рис. 12.83

0,01 ... 130 В и током до 0,5 А. Максимальная коммутирующая мощность 15 Вт. Конструктивные данные переключателей приведены на рис. 12.84 и в табл. 12.104. Характеристики переключателей приведены в табл. 12.105, схемы электрические (для одной платы) – на рис. 12.85.

Обозначение переключателей: ПГ2 – переключатель галетиый второй разработки; 1 ... 24 – вариант исполнения; 2П – 12П – число рабочих положений; 1Н – 16Н – число направлеиий; Т – тропическое исполнение; Р или К – вид ручки. Пример обозначения: ПГ2-8-12П4НТР, ПГ2-8-12П4НТК. Переключатели первых четырех вариантов (табл. 12.105) выполнены с круговым вращением.

Износостойкость переключателей при активной нагрузке не менее 10 000 циклов переключений.

Переключатели галетные типа ПГ3 предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока с напряжением 1,6 ... 250 В и током 10^{-7} ... 0,5 А. Максимальная коммутируемая мощность 25 Вт.

Конструктивные данные переключателей показаны на рис. 12.86 и в табл. 12.104. Характеристики переключателей приведены в табл. 12.105, схемы электрические (для одной платы) – на рис. 12.87. Характеристики переключателей с пластмассовыми платами и широкими ножами

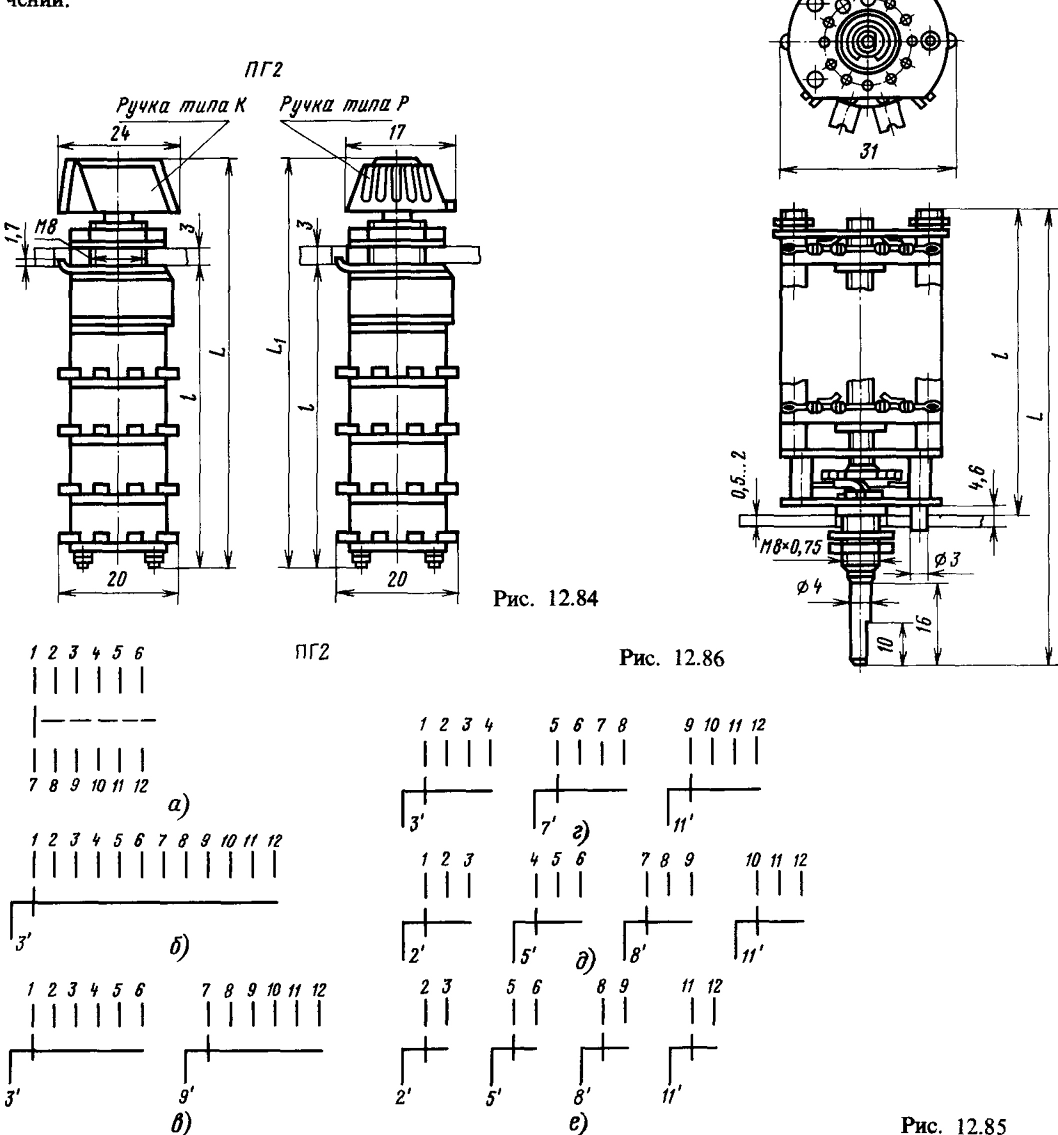


Рис. 12.84

Рис. 12.86

Рис. 12.85

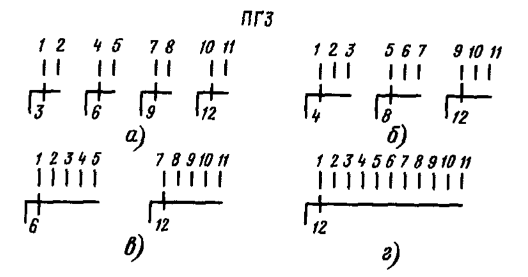


Рис. 12.87

аналогичны переключателям с керамическими платами.

Обозначение переключателей: ПГЗ – переключатель галетный, третий вариант исполнения; 2П–11П – число рабочих положений; 1Н–20Н – число направлений; К – керамическая плата; П – пластмассовая плата; Ш – наличие широких ножей; Т – тропическое исполнение. Примеры обозначений: ПГЗ-2П4Н-КТ, ПГЗ-2П4Н-ПТ, ПГЗ-2П4Н-КШТ.

Изиосостойкость переключателей при активной нагрузке: для переключателей на 2 положения – 12 500 циклов переключений, для переключателей на 3, 5, 11 положений – 10 000, 7500, 5000 циклов переключений соответственно.

Микропереключатели

Микропереключатели (рис. 12.88) предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока 50 ... 400 Гц.

Допустимые электрические нагрузки: для микропереключателей МП1-1, МП9 постоянное рабочее напряжение 3 ... 30 В, ток 0,05 ... 1 А, коммутируемая мощность 30 Вт; для переменного напряжения соответственно 3 ... 250 В, 0,05 ... 2 А, 250 Вт; для микропереключателей МП3-1, МП5, МП10, МП11 постоянное рабочее напряжение 3 ... 30 В, ток 0,5 ... 2 А, коммутируемая мощность 70 Вт; для переменного напряжения соответственно 3 ... 250 В, 0,5 ... 3 А, 300 Вт; для микропереключателя МП7 постоянное рабочее напряжение 3 ... 30 В, ток 0,05 ... 0,5 А, коммутируемая мощность 15 Вт, для переменного напряжения соответственно 3 ... 250 В, 0,05 ... 0,5 А, 15 Вт; для микропереключателя МП12 постоянное рабочее напряжение 0,5 ... 36 В, ток 10^{-6} ... 0,5 А.

Износостойкость микропереключателей не менее 10 000 циклов переключений.

Малогабаритные реле постоянного тока

Реле РЭС15 (рис. 12.89, табл. 12.106). Пылебрызгозащищенное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 30 В и током 0,1 ... 0,2 А и переменного тока (50 ... 400 Гц) с напряжением 30 ... 127 В и током 0,01 ... 0,15 А. Время срабатывания реле не более 8 мс, время отпускания – не менее 5 мс. Износостойкость ре-

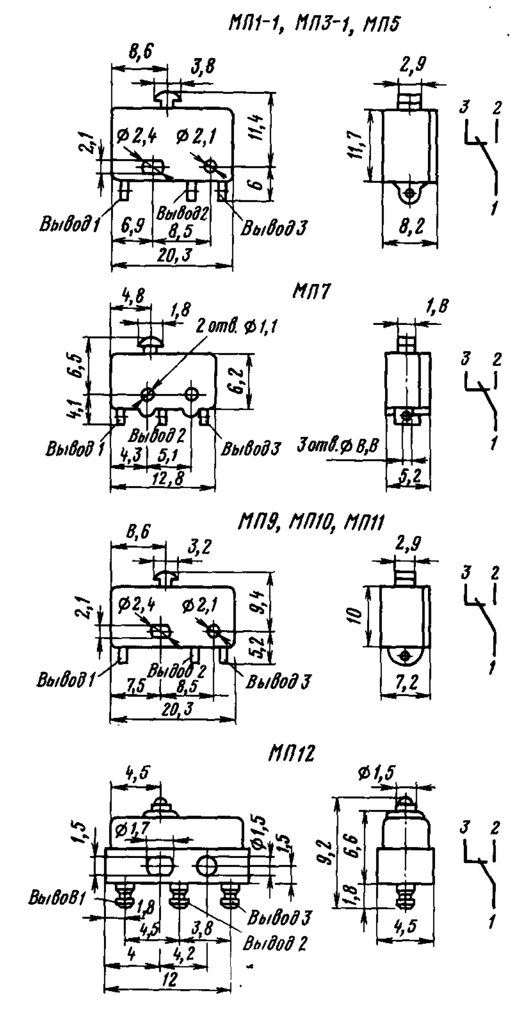


Рис. 12.88

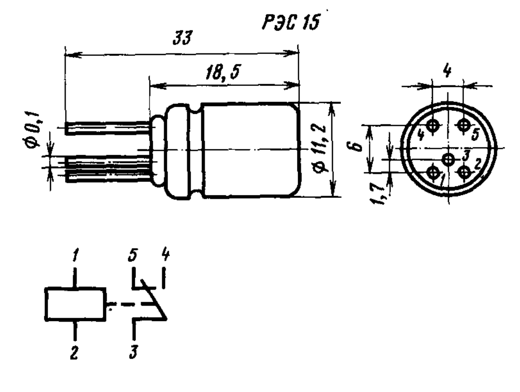


Рис. 12.89

Таблица 12.106. **Характеристики малогабаритных реле постоянного тока**

Тип	Номер паспорта	Сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА, не менее		Рабочее напряжение, В
			срабатывания	отпускания	
РЭС15	4.591.001	1870...2530	8,5	2	23...27
	4.591.002	136...184	30	7	6...7,3
	4.591.003	280...380	21	5	6,2...7,6
	4.591.004	612...828	14,5	3,5	13,2...16,2
	4.591.005	32,4...39,6	60	14	2,6...3
	4.591.006	425...575	17	4	13,5...16,5
	4.591.007	1020...1380	11,4	3	24...28
РЭС32	4.500.341	157...210	36	8	10,8...13,2
	4.500.342	553...780	20	4	21,6...26,4
	4.500.343	595...805	21	3	27...33
	4.500.344	2250...2875	10,5	2,5	43,2...52,8
	4.500.345	2380...3080	11	2	54...66
РЭС34	4.524.371	3360...5040	8	1,2	42...52
	4.524.372	535...725	21	3,2	24...30
	4.524.373	102...138	47	7	7...13
	4.524.374	38,5...51,5	75	11,5	5,4...6,6
	4.524.380	1360...1840	13,5	2	24...30
РЭС37	4.510.067	148...201	33	8	10,8...13,2
	4.510.070	2250...2875	9,8	2,5	43,2...52,8
	4.510.072	585...748	18	3	21,6...26,4
РЭС47	4.500.408	585...742	23	3	23...30
	4.500.409	157...181	42	4	10,8...13,2
	4.500.417	585...715	21,5	2,5	21,5...34
	4.500.419	157...181	42	4	10,8...16
	4.500.421	38...44	86	12	5,5...8
РЭС48	4.590.201	540...660	23	3	20...30
	4.590.202	85...115	52	6,8	10...18
	4.590.203	298...367	30	4	16,2...19,8
	4.590.204	37...47	79	11	5...9
	4.590.205	6400...9600	8	1	90...110
	4.590.206	1130...1430	15	2	38...55
РЭС49	4.569.424	640...960	12	2,2	16...20
	4.569.425	230...310	22	4	10...16
	4.569.426	55...71	50	10	5...8
	4.569.427	1330...2185	8	1,2	22...36
РЭС52	4.555.020	705...955	12	3	18...30
	4.555.020-01	705...955	12	3	18...30
РЭС54	4.500.010	3400...4600	3	0,3	22...32
	4.500.011	3400...4600	3,6	0,4	24...33
РЭС59	4.500.020	1700...2300	2,4	0,4	9...11
	4.500.021	110...150	11	1,4	2,1...2,7
РЭС60	4.569.436	1445...1955	8,4	1,8	23...34
	4.569.437	675...925	12,4	2,6	16...20
	4.569.438	230...310	22,5	4,8	10...16
	4.569.439	55...61	51	11	5...8
	4.569.440	32...39	60	13	3,5...4,5
РЭС78	4.555.008-01	102...138	43	7	9...12
	4.555.008-02	102...138	35	5	7...12
	4.555.008-03	38...52	69	11	5,4...6,6
	4.555.008-04	20...24	110	15	4...5,2
	4.555.008-05	1275...1725	10	1,3	20...24
	4.555.008-06	3360...5040	8	1,2	44...54
	4.555.008-07	3360...5040	6	0,8	40...48
РЭС79	4.555.011	1540...1955	7,5	1	24,3...29,7
	4.555.011-01	550...670	13	1,8	13,5...16,5

Окончание табл. 12.106

Тип	Номер паспорта	Сопротивление обмотки, Ом	Ток, мА, не менее		Рабочее напряжение, В
			срабатывания	отпускания	
РЭС79	4.555.011-02	94...115	30	4	5,7...6,9
	4.555.011-03	49...60	40	5,4	3,6...4,4
	4.555.011-04	27...33	53	7	2,7...3,3
РЭС80	4.555.014	1530...1955	7,5	1,8	24,3...29,7
	4.555.014-01	550...670	13	3,2	13,5...16,5
	4.555.014-02	94...115	30	7	5,7...6,9
	4.555.014-03	49...60	40	10	3,6...4,4
	4.555.014-04	27...33	53	13	2,7...3,3
РЭС90	4.500.000-04	144...176	40	5	10,8...13,2
	4.500.000-05	144...176	40	5	10,8...13,2
	4.500.000-08	315...385	28	4	16,2...19,8
	4.500.000-09	315...385	28	4	16,2...19,8
	4.500.000-12	38...46	75	10	5,4...6,6
	4.500.000-13	38...46	75	10	5,4...6,6
	4.500.000-16	6800...9200	7	1	90...110
	4.500.000-17	6800...9200	7	1	90...110
	4.500.000-20	1700...2200	12	1,6	43...53
	4.500.000-21	1700...2200	12	1,6	43...53

ле при активной нагрузке не менее 100 000 циклов переключений.

Реле РЭС32 (рис. 12.90, табл. 12.106). Пылебрызгозащищенное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 30 В и током 0,03 ... 1 А и переменного тока (50 ... 1000 Гц) с напряжением 12 ... 220 В и током 0,05 ... 0,5 А. Время срабатывания реле не более 15 мс, время отпускания – не более 8 мс. Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от 10^3 до 10^6 циклов переключений.

Реле РЭС34 (рис. 12.91, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 34 В и током 0,01 ... 2 А и переменного тока (50 ... 1000 Гц) с напряжением 6 ... 115 В и током 0,2 ... 0,5 А. Время срабатывания реле 6 ... 8 мс, время отпускания 2,5 ... 4,5 мс. Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от 10^4 до 10^5 циклов переключений.

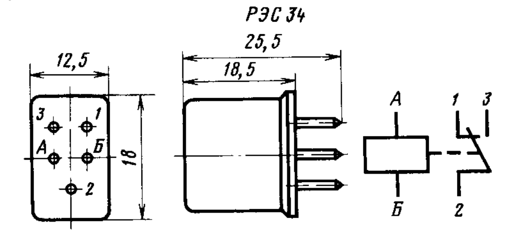


Рис. 12.91

Реле РЭС37 (рис. 12.92, табл. 12.106). Электромагнитное зачехленное реле предназначено

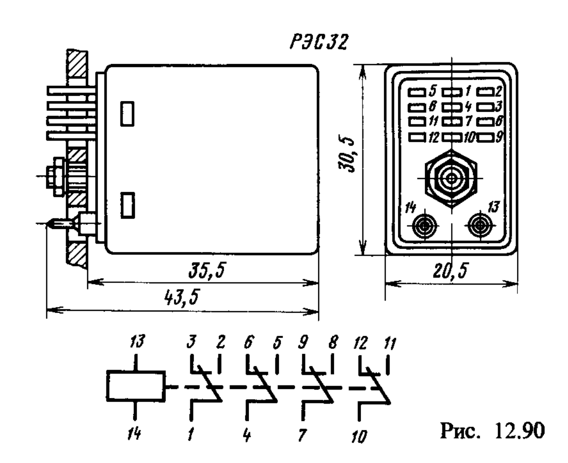


Рис. 12.90

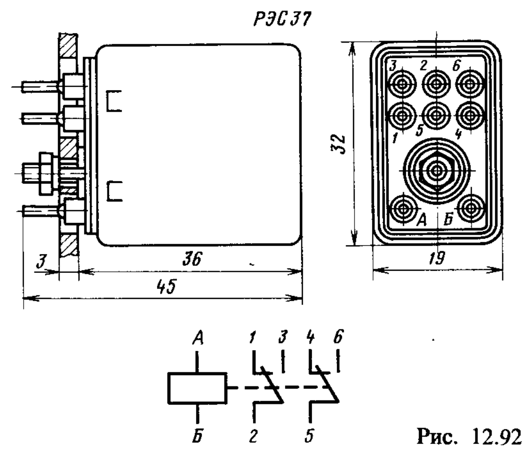


Рис. 12.92

для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 1 ... 300 В и током 0,001 ... 0,3 А. Время срабатывания реле не более 10 мс, время отпускания – не более 8 мс. Износостойкость реле при активной нагрузке не менее 500 000 циклов переключений.

Реле РЭС47 (рис. 12.93, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 5 ... 34 В и током 0,01 ... 3 А и переменного тока (50 ... 2500 Гц) с напряжением 12 ... 115 В и током 0,05 ... 0,3 А. Время срабатывания реле не более 9 мс, время отпускания – не более 4 мс. Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от $2 \cdot 10^3$ до 10^5 циклов переключений.

Реле РЭС48 (рис. 12.94, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 220 В и током 0,1 ... 3 А и переменного тока (50 ... 1000 Гц) с напряжением 15 ... 150 В и током 0,1 ... 0,3 А.

По способу крепления реле классифицируются: РЭС48А – без угольников, РЭС48Б – с угольниками для крепления реле. Время срабатывания реле не более 10 мс, время отпускания – не более 5 мс. Износостойкость реле при активной нагрузке не менее 100 000 циклов переключений.

Реле РЭС49 (рис. 12.95, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 150 В и током 0,001 ... 1 А. Время срабатывания реле не более 3 мс, время отпускания – не более 2 мс. Износостойкость реле при активной нагрузке не менее 100 000 циклов переключений.

Реле РЭС52 (рис. 12.96, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 2 ... 30 В и током 0,01 ... 1 А и переменного тока (до 10 кГц) с напряжением 0,05 ... 115 В и током 10^{-6} ... 0,5 А.

По способу крепления реле классифицируются: паспорт 4.555.020 – без угольников, 4.555.020-01 – с

РЭС47

Рис. 12.93

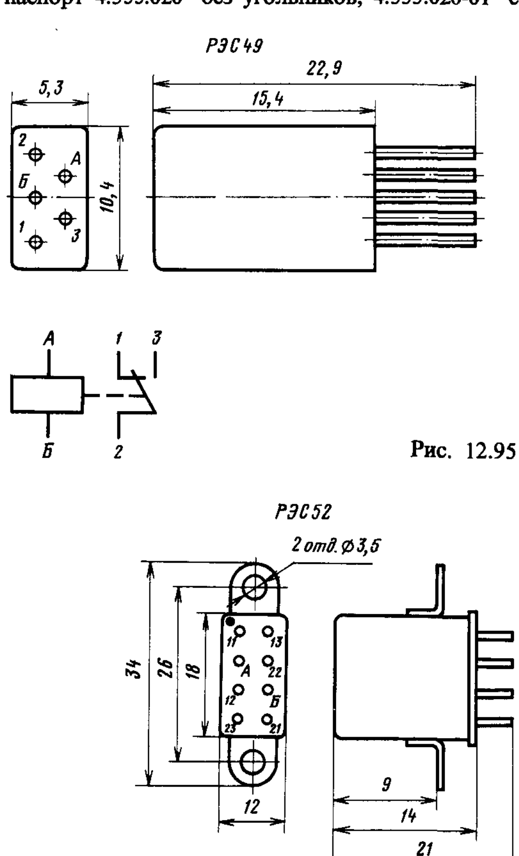
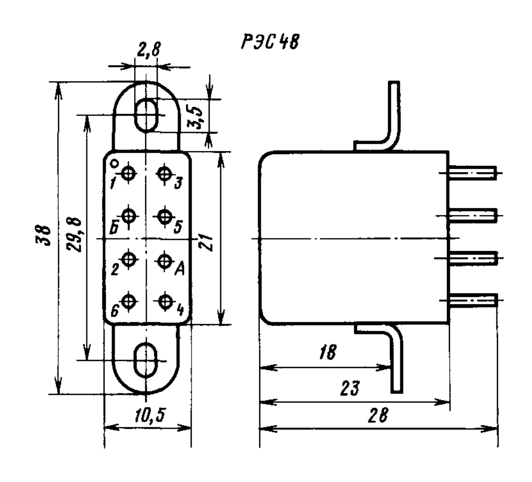


Рис. 12.95



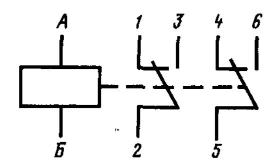


Рис. 12.94

Рис. 12.96

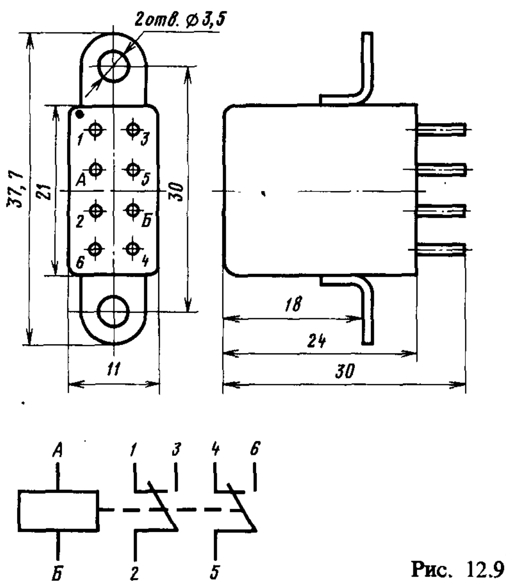


Рис. 12.97

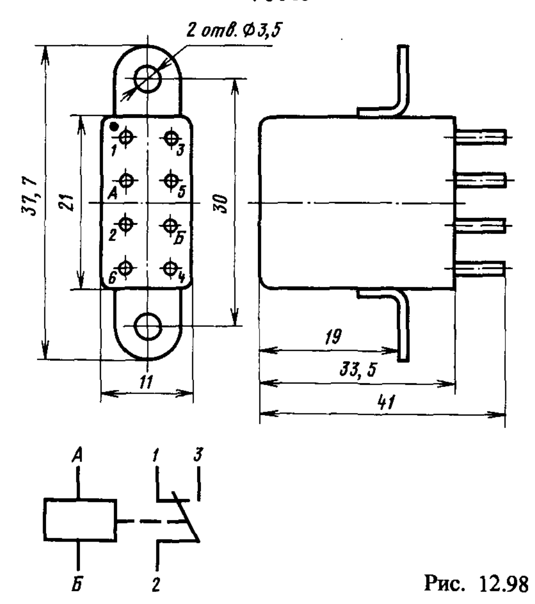


Рис. 12.98

угольниками для крепления реле. Время срабатывания реле не более 8 мс, время отпускания – не более 5 мс. Износостойкость реле в зависимости от нагрузки от 10^3 до 10^6 циклов переключений.

Реле РЭС54 (рис. 12.97, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 220 В и током 0,01 ... 2 А и переменного тока (50...1000 Гц) с напряжением 6...220 В и током 0,01...0,2 А.

По способу крепления реле классифицируются: РЭС54А – без угольников, РЭС54Б – с угольниками для крепления реле. Реле с номером паспорта 4.500.010 имеет одну контактную группу на переключение (контакты 1, 2, 3). Время срабатывания реле не более 14 мс, время отпускания – не более 8 мс. Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от $5\cdot10^4$ до $2,5\cdot10^5$ циклов переключений.

Реле РЭС59 (рис. 12.98, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного и переменного (50 ... 1000 Гц) токов с напряжением 6...127 В и током 0,01...1 А.

По способу крепления реле классифицируются: РЭС59А – без угольников, РЭС59Б – с угольниками для крепления реле. Время срабатывания реле не более 20 мс, время отпускания – не более 12 мс. Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от $5\cdot10^4$ до $2,5\cdot10^5$ циклов переключений.

Реле РЭС60 (рис. 12.99, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 30 В и током 0,01 ... 1 А и переменного тока (50 ... 1000 Гц) с напряжением 6 ... 120 В и током 0,01 ... 0,15 А.

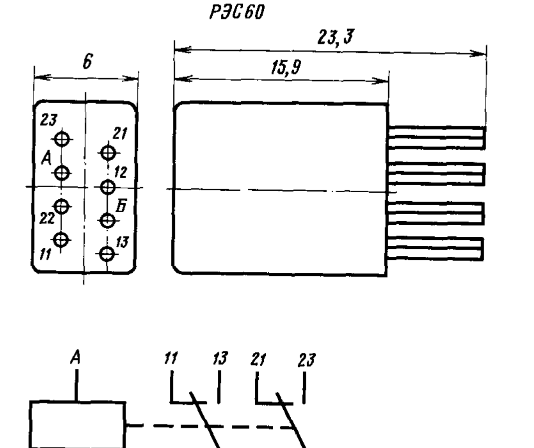


Рис. 12.99

Время срабатывания реле не более 5 мс, время отпускания – не более 3 мс. Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от 10^4 до 10^5 циклов переключений.

Реле РЭС78 (рис. 12.100, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6...34 В и током 0,01 ... 3 А и переменного тока (до 1100 Гц) с напряжением 6 ... 115 В и током 0,01 ... 1 А.

Реле с номерами паспортов 4.555.008-02, 4.555.008-05, 4.555.008.07 имеют одну контактную группу на замыкание (контакты 3 и 4). Время срабатывания реле не более 6 мс, время отпускания – не более 4,5 мс. Износостойкость

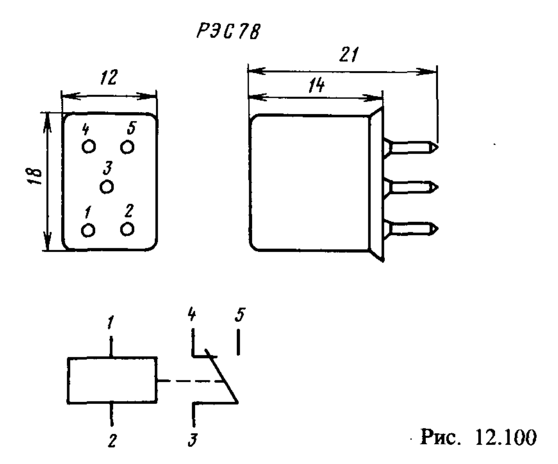


Рис. 12.100

реле в зависимости от мощности активной нагрузки от 10^3 до 10^5 циклов переключений.

Реле РЭС79 (рис. 12.101, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 36 В и током 0,01 ... 0,5 А и переменного тока (50 ... 10 000 Гц) с напряжением 6 ... 60 В и током 0,01 ... 1 А. Время срабатывания реле не более 5 мс, время отпускания – не более 3 мс. Износостойкость реле не менее 10 000 циклов переключений.

Реле РЭС80 (рис. 12.102, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 6 ... 36 В и током 0,01 ... 1 А и переменного тока с напряжением 6 ... 60 В и током 0,01 ... 1 А. Время срабатывания реле не более 5 мс, время отпускания – не более 3 мс. Износостойкость реле – не менее 10 000 циклов переключений.

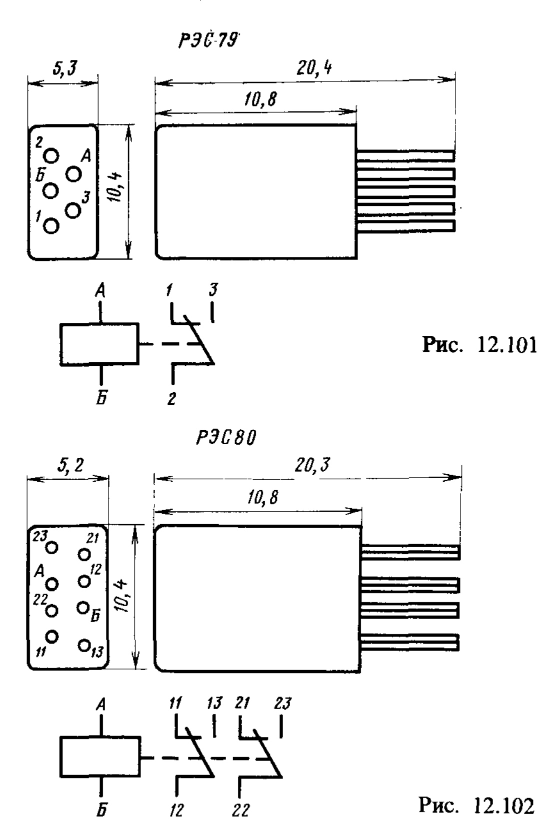


Рис. 12.101

Рис. 12.102

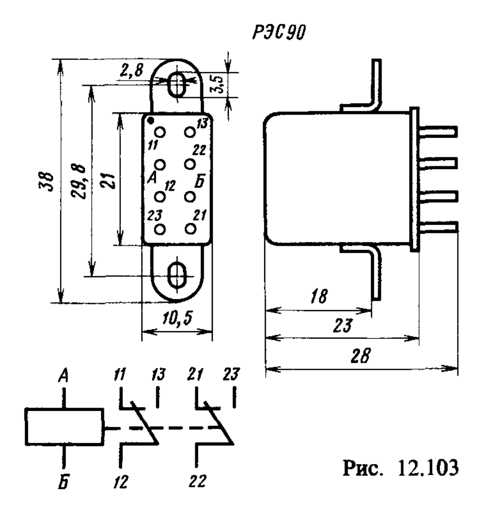


Рис. 12.103

Реле РЭС90 (рис. 12.103, табл. 12.106). Электромагнитное герметизированное реле предназначено для коммутации электрических цепей постоянного тока с напряжением 1,2 ... 36 В и током 0,1 ...3 А и переменного тока (50 ... 10 000 Гц) с напряжением 1,2 ... 220 В и током 0,01 ... 1 А.

По способу крепления реле классифицируются так: паспорта, имеющие в окончании номера четную цифру (например, 4.500.000-04) – без угольников, нечетную цифру (например, 4.500.000-05) – с угольниками для крепления реле. Время срабатывания реле не более 10 мс, время отпускания – не более 5 мс. Износостойкость реле – не менее 10 000 циклов переключений.

Реле с магнитоуправляемыми контактами

Электромагнитные реле постоянного тока с магнитоуправляемыми контактами типа РЭС42, РЭС43, РЭС44, РЭС55, РЭС64А, РЭС91 (рис. 12.104, табл. 12.107, 12.108) предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока. Реле РЭС42, РЭС64А, РЭС91 имеют один, РЭС43 – два, РЭС44 – три замыкающих, герметичных магнитоуправляемых контакта. Реле РЭС55 имеет один переключающий герметичный магнитоуправляемый контакт. Реле РЭС55 по конструктивному исполнению классифицируется следующим образом: РЭС55А – с выводами, имеющими шаг координатной сетки для печатного монтажа, РЭС55Б – с выводами для объемного монтажа.

Допустимые электрические нагрузки: для реле РЭС42, РЭС43, РЭС44 рабочее напряжение (постоянное и переменное до 10 кГц) 0,05 ... 180 В, ток $5 \cdot 10^6$ ... 0,25 А, коммутируемая мощность

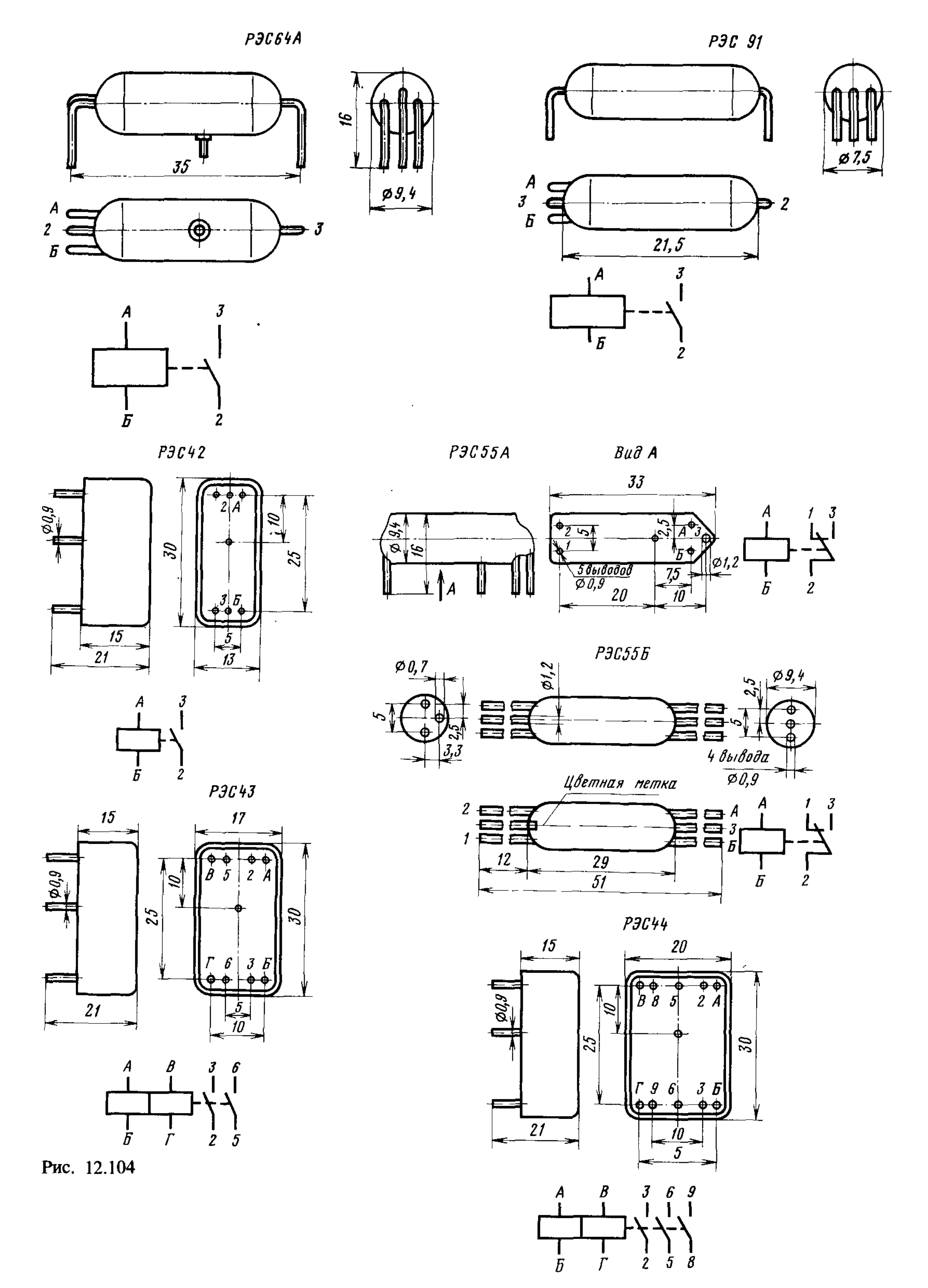

РЭС64А
35
16
ф9,4
А
2
Б
3
А
Б
3
2
РЭС 91
ф7,5
А
3
Б
2
21,5
А
Б
3
2
РЭС42
ф0,9
30
25
10
2 А
3 Б
15
21
5
13
А
Б
3
2
РЭС55А
Вид А
ф9,4
16
А
33
2
5
1
2,5
А
3
Б
5 выводов
ф0,9
7,5
ф1,2
20
10
А
Б
1
3
2
РЭС55Б
ф0,7
ф1,2
5
2,5
3,3
2,5
ф9,4
5
4 вывода
ф0,9
Цветная метка
2
1
А
3
Б
12
29
51
А
Б
1
3
2
РЭС43
15
ф0,9
21
17
10
25
30
В 5 2 А
Г 6 3 Б
5
10
А
В
3
6
Б
Г
2
5
РЭС44
15
ф0,9
21
20
10
25
30
В 8 5 2 А
Г 9 6 3 Б
10
5
А
В
3
6
9
Б
Г
2
5
8

Рис. 12.104

Таблица 12.107. **Характеристики реле с магнитоуправляемыми контактами**

Тип	Номер паспорта	Данные обмоток		Напряжение, В		
		Обозначение выводов	Сопротивление, Ом	срабатывания	отпускания	рабочее
РЭС42	4.569.151	А–Б	697...943	6,5	1,2	10,8...13,2
	4.569.152	А–Б	3400...4600	14	3	24...30
РЭС43	4.569.201	А–Б	195...264	5,5	1	10,8...14
		В–Г	195...264	5,5	1	10,8...14
		АГ(БВ)*	391...529	5,5	1	10,8...14
		АВ–БГ**	97...132	2,8	0,5	10,8...14
	4.569.202	А–Б	1020...1380	11,5	2	22...32
		В–Г	1020...1380	14	2,5	24...30
		АГ(БВ)*	2040...2760	13	2,5	23...32
		АВ–БГ**	510...690	6,5	1,2	20...30
	4.569.203	А–Б	646...874	5,6	1,1	9...11
	4.569.204	А–Б	6000...9000	23	3	43...93
РЭС44	4.569.251	А–Б	161...218	6	1	10,8...14
		В–Г	161...218	6	1	10,8...14
		АГ(БВ)*	323...437	6	1	10,8...14
		АВ–БГ**	80...110	3	0,5	10...13,2
	4.569.252	А–Б	765...1035	15	2,5	24...30
		В–Г	765...1035	13,5	2	22...32
		АГ(БВ)*	1530...2070	14	2,2	23...32
		АВ–БГ**	382...518	7	1,1	20...28
	4.569.253	А–Б	3040...4560	22	3	43...53

* При последовательном включении обмоток.
** При параллельном включении обмоток.

Таблица 12.108. **Характеристики реле с магнитоуправляемыми контактами**

Тип	Номер паспорта	Сопротивление обмотки, Ом	Напряжение, В		
			срабатывания, не более	отпускания, не менее	рабочее
РЭС55А	4.569.601	1600...2162	16,2	1,8	24,3...29,7
	4.569.602	321...433	7,3	0,9	11,4...13,8
	4.569.603	80...110	3,3	0,4	5,4...6,6
	4.569.604	57...77	2,5	0,3	4,5...5,5
	4.569.605	31...39	1,7	0,2	2,7...3,3
	4.569.606	1600...2162	14,2	1,6	24,3...29,7
	4.569.607	321...433	6,3	0,8	11,4...13,8
	4.569.608	80...110	2,8	0,3	5,4...6,6
	4.569.609	57...77	2,1	0,2	4,5...5,5
	4.569.610	31...39	1,5	0,2	2,7...3,3
	4.569.611	321...433	5,9	0,9	9...11
	4.569.612	80...110	2,6	0,4	4,5...5,5
РЭС55Б	4.569.626	1600...2162	16,2	1,8	24,3...29,7
	4.569.627	321...433	7,3	0,9	11,4...13,8
	4.569.628	80...110	3,3	0,4	5,4...6,6
	4.569.629	57...77	2,5	0,3	4,5...5,5
	4.569.630	31...39	1,7	0,2	2,7...3,3
	4.569.631	1600...2162	14,2	1,6	24,3...29,7
	4.569.632	321...433	6,3	0,8	11,4...13,8
	4.569.633	80...110	2,8	0,3	5,4...6,6
	4.569.634	57...77	2,1	0,2	4,5...5,5
	4.569.635	31...39	1,5	0,2	2,7...3,3
РЭС64А	4.569.724	408...552	7	0,3	4,5...5,2
	4.569.725	825...1015	5	0,5	5,6...7

Окончание табл. 12.108

Тип	Номер паспорта	Сопротивление обмотки, Ом	Напряжение, В		
			срабатывания, не более	отпускания, не менее	рабочее
	4.569.726	1 700...2 300	4	0,4	9...11
	4.569.727	7 760...11 640	2	0,2	24...30
РЭС91	4.500.560	405...555	8	1,2	4...5,5
	4.500.560-01	2 080...2 820	4	0,6	11,3...13,9
	4.500.560-02	4 480...6 720	4	0,2	24,3...29,7

7,5 Вт; для реле РЭС55 – соответственно 0,05 ... 36 В, $5\cdot10^{-6}$ ... 0,25 А; 7,5 Вт; для реле РЭС64А соответственно – 0,01 ... 30 В, 10^{-6} ... 0,25 А; для реле РЭС91 соответственно – 0,01 ... 40 В, 10^{-6} ... 10^{-2} А.

Износостойкость реле в зависимости от мощности активной нагрузки от 10^5 до 10^7 циклов переключений. Время срабатывания реле РЭС42, РЭС91 – не более 1 мс, РЭС43, РЭС44, РЭС64А – 1,2 мс, РЭС55 – 1,5 мс. Время отпускания реле РЭС42, РЭС64 А – не более 0,3 мс, РЭС43, РЭС44, РЭС91 – 0,5 мс, РЭС55 – 2,3 мс.

Электромагнитные шаговые искатели

Электромагнитные шаговые искатели типа ШИ-11, ШИ-17, ШИ-25, ШИ-50 (табл. 12.109, 12.110) предназначены для коммутации электрических цепей с напряжением до 64 В и током до

Таблица 12.109. **Характеристики шаговых искателей**

Тип	Номер паспорта	Число ламелей в рядах статора					Обмотка		Число и тип контактов в группе СК
		1	2	3	4	5	номинальное сопротивление, Ом	номинальное рабочее напряжение, В	
ШИ-11	3.250.007	12	12	12	2 + с.с.	–	60	60	1з
	3.250.008	12	12	12	2 + с.с.	–	60	60	1з
	3.250.010	12	12	12	2 + с.с.	–	25	24	–
	3.250.011	11	12	12	1 + с.с.	–	50	48	1р
	3.250.012	11	11	12	1 + с.с.	–	25	24	1з
	3.250.013	11	11	12	1 + с.с.	–	25	24	1р
	3.250.014	11	11	12	2 + с.с.	–	60	60	2з
	3.250.015	11	12	12	1 + с.с.	–	50	48	1з
	3.250.016	11	12	12	12	–	50	48	1р
	3.250.017	11	12	12	2 + с.с.	–	25	24	1з
	3.250.018	11	11	12	12	1 + с.с.	60	60	1з, 1р
	3.250.019	12	12	12	12	12	50	48	1з, 1р
	3.250.068	12	11	12	12	–	2800	150	–
	3.250.080	11	11	12	1 + с.с.	–	60	60	1з
	3.250.081	11	12	12	1 + с.с.	–	60	60	1з
	3.250.082	12	12	12	12	12	25	24	1з, 1р
ШИ-17	3.250.020	17	17	17	17	–	50	48	–
	3.250.021	17	17	17	1 + с.с.	–	1 обм.60 2 обм.120	60	1з
	3.250.022	17	17	17	1 + с.с.	–	1 обм.60 2 обм.120	60	2з
	3.250.023	17	17	17	17	–	60	60	1з
	3.250.024	17	17	17	17	–	1 обм.60 2 обм.120	60	1з
	3.250.025	17	17	17	1 + с.с.	–	48	50	-
	3.250.031	17	17	17	17	–	1 обм.60	60	1р
	3.250.075	17	17	17	1 + с.с.	–	60	60	1р
	3.250.077	17	17	17	17	1 + с.с.	60	60	1з
	3.250.086	17	17	17	17	1 + с.с.	60	60	1з

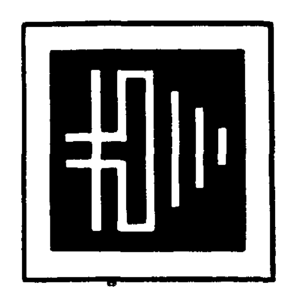
Примечание: с.с. – сплошной сегмент, з – замыкающие контакты, р – размыкающие контакты.

Таблица 12.110. **Характеристики шаговых искателей**

Тип	Номер паспорта	Обмотка		Число щеток		Наличие контактных групп
		номинальное сопротивление, Ом	номинальное рабочее напряжение, В	с перекрытием	без перекрытия	
ШИ-25/4	3.250.048	25	24	2	2	СК
	3.250.041	25	24	2	2	СК, ГК
	3.250.067	25	24	–	4	СК
	3.250.049	60	48	2	2	СК
	3.250.038	60	48	2	2	СК, ГК
	3.250.039	60	48	2	2	СК
	3.250.056	200	48	2	2	СК
	3.250.035	200	48	–	4	СК
	3.250.060	200	60	2	2	СК
	3.250.033	200	60	–	4	СК
ШИ-25/8	3.250.040	40	24	4	4	СК
	3.250.046	40	24	4	4	СК
	3.250.063	40	24	–	8	СК
	3.250.064	40	24	4	4	СК
	3.250.066	40	24	4	4	СК, ГК
	3.250.051	40	24	–	8	СК
	3.250.079	40	24	–	8	СК, ГК
	3.250.061	200	48	4	4	СК, ГК
	3.250.042	60	48	4	4	СК, ГК
	3.250.043	60	48	4	4	СК
	3.250.044	200	48	4	4	СК, ГК
	3.250.099	200	60	8	–	СК, ГК
ШИ-50/4	3.250.052	25	24	–	8	СК, ГК
	3.250.045	25	24	4	4	СК
	3.250.057	40	24	4	4	СК
	3.250.062	25	24	4	4	СК
	3.250.065	40	24	–	8	СК, ГК
	3.250.050	25	24	–	8	СК
	3.250.034	200	48	–	8	СК
	3.250.053	60	48	4	4	СК, ГК
	3.250.047	60	48	4	4	СК
	3.250.058	200	48	4	4	СК
	3.250.032	200	60		8	СК
	3.250.093	200	60	-	8	СК, ГК
ШИ-50/2	3.250.059	25	24	–	4	СК, ГК

0,1 А при активной нагрузке. Искатели типа ШИ-11 и ШИ-17 имеют электромагнитный привод прямого действия, ШИ-25 и ШИ-50 привод обратного действия. Статор ШИ-11 имеет 4 или 5 рядов контактных полей, расположенных по дуге в 120°С. Щетки – трехлучевые, угол между лучами 120°. Статор ШИ-17 имеет 4 или 5 рядов контактных полей, расположенных по дуге в 180°. Щетки – двухлучевые, угол между лучами 180°. Статор ШИ-25/4 имеет 4, а ШИ-25/8–8 рядов контактных полей, расположенных по дуге в 180°. Щетки – двухлучевые, угол между лучами 180°. Статор ШИ-50/2 имеет 4, а ШИ-50/4–8 рядов контактных полей, расположенных по дуге в 180°. Щетки – однолучевые, причем одна половина щеток сдвинута относительно другой на 180°. Для получения 50 рабочих выходов, которые обегаются щетками последовательно за полный оборот ротора, щетку одного луча необходимо соединить со щеткой противоположного луча. Контактная группа СК искателей ШИ-25 и ШИ-50 имеет одну контактную группу на размыкание. Контактная группа ГК содержит контактную группу на замыкание и одну группу контактов на переключение.

Питание обмотки электромагнита искателей необходимо осуществлять прямоугольными импульсами напряжения с частотой не более 10 Гц или постоянным током через контактную группу СК. Время срабатывания электромагнита искателей не более 50 мс, время отпускания не более 25 мс. Износостойкость искателей при условии чистки, смазки и подрегулировки составляет: для ШИ-11 – 150 000 полных оборотов ротора, для ШИ-17 – 225 000, для ШИ-25 и ШИ-50 без контактной группы ГК – 300 000, с контактной группой ГК – 200 000 полных оборотов ротора. Масса искателей ШИ-11 и ШИ-17 не более 290 г, ШИ-25/4 ШИ-50/2 – 750 г, ШИ-25/8 и ШИ-50/4–850 г. Рабочее положение искателей вертикальное электромагнитом вниз или горизонтальное отсчетным барабаном вверх.



АНТЕННЫ

РАЗДЕЛ 13

Содержание

13.1. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Характеристики электромагнитного поля

Радиоволны, излученные антенной, представляют собой электрические и магнитные поля, меняющиеся во времени. Эти поля характеризуются в каждой точке пространства величиной и направлением и могут быть представлены в виде двух взаимно перпендикулярных векторов – электрического **E** и магнитного **H**, расположенных в плоскости, перпендикулярной направлению распространения радиоволн. Скорость распространения радиоволн в свободном пространстве составляет $3 \cdot 10^8$ м/с. Длина волны λ, м, и частота f, МГц, связаны соотношением $\lambda = 300/f$, которым удобно пользоваться на практике.

Поляризация радиоволн

Вид поляризации радиоволн определяется формой кривой, которую описывает конец вектора **E** в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны. Наиболее общим случаем является *эллиптическая* поляризация, при которой конец вектора **E**, вращаясь с частотой f, описывает эллипс. Частными случаями эллиптической поляризации являются *круговая* (конец вектора **E** описывает окружность) и *линейная* (конец вектора **E** скользит по прямой, периодически меняя направление). Круговая поляриза-

ция может быть **левосторонней** или **правосторонней**. Если для наблюдателя, находящегося в точке приема, вектор E вращается против часовой стрелки, то поляризация левостороиияя, по часовой стрелке – правосторонняя. Линейная поляризация может быть **горизонтальной** (вектор E параллелен земле), **вертикальной** (вектор E перпендикуляреи земле) или **иаклонной**. При наклонной поляризации вектор E может быть разложен на синфазные горизонтальную и вертикальиую составляющие.

Поляризация радиоволны, излученной передающей антенной, определяется конструкцией антенны. В зависимости от угла, под которым излучается радиоволна, поляризация может быть различной. Например, турникетная антенна, состоящая из двух взаимно перпендикулярных вибраторов, питаемых током со сдвигом фаз 90°, излучает в плоскости расположения вибраторов линейно поляризованные волны, а в перпендикулярном направлении – волны с круговой поляризацией. Горизонтальный линейный вибратор в вертикальной плоскости, перпендикулярной оси вибратора, и в горизонтальной плоскости излучает горизонтально поляризованные волны, а в других иаправлеииях – горизонтально поляризованные волны с вертикальной компонентой. Существенной для практики является поляризация радиоволн в направлении главного лепестка диаграммы направленности передающей антенны, так как это определяет поляризацию в точке приема.

Для обеспечения радиосвязи необходимо, чтобы поляризация приемиой антенны соответствовала поляризации приходящей радиоволны. Например, в населенном пункте, где телевизиоиное вещание ведется на горизонтально поляризованных волнах, для приема используются горизонтально поляризованные приемные антенны, т. е. антенны, выполненные из горизонтально расположенных проводников.

Дифракция, рефракция и интерференция радиоволн

Дифракция радиоволн – явление, состоящее в том, что радиоволны способны огибать препятствия. Дифракция проявляется тем сильнее, чем больше длина волны по сравнению с размерами препятствий. Например, километровые и гектаметровые волны огибают горы, холмы, большие городские здания и т. д. В то же время волны микроволновых диапазонов не огибают эти препятствия, образуя непосредственно за ними зоны радиотени. Благодаря явлению дифракции волны огибают неровности земной поверхности, распространяясь в виде поверхностиой (земной) волны на расстояния, превышающие дальиость прямой видимости.

Рефракция радиоволн – явление преломления радиоволн в атмосфере вследствие уменьшения плотности воздуха с высотой, приводящее к увеличению дальности распространения поверхностной радиоволны. При среднем (нормальиом) состоянии атмосферы (температура воздуха на уровне моря 15°C, снижение температуры с высотой – 0,65°C на 100 м, уменьшение давления – по барометрической формуле, влажность не зависит от высоты) дальность распространения поверхностной радиоволны увеличивается на 15 ... 20% по сравнению с дальностью геометрической видимости (случай нормальной атмосферной рефракции). При некоторых особых состояниях атмосферы, когда плотность воздуха уменьшается с высотой быстрее, чем в нормальной атмосфере, может образоваться **атмосферный волновод (суперрефракция)**, по которому поверхностная волна распространяется в несколько раз дальше, чем при нормальной рефракции.

Интерференция радиоволн – явление взаимного наложения радиоволн, приходящих в точку приема по разным путям. Если амплитуды радиоволн, приходящих по двум путям различной длины, одинаковы, то при совпадающих фазах результирующее поле удваивается, при противоположных фазах – равно нулю.

С явлением интерференции радиоволн связаны замирания сигнала, а также появление повторных контуров иа телевизионном изображении.

Поверхностные и пространственные волны

Радиосвязь может осуществляться с помощью поверхностных и пространственных радиоволн (рис. 13.1).

Поверхностная волна распространяется вдоль земной поверхиости. Благодаря дифракции она огибает кривизну земного шара и распространяется на расстояния, превышающие дальность прямой видимости. Чем ниже частота сигнала, тем больше дальность распространения поверхностной волны.

Пространственная волна распространяется путем однократных или многократных отражений от ионосферы и земли. Слои иоиосферы: слой Д с наиболее слабой электронной концентрацией, высота 60 ... 80 км (существует только днем), слой E со средней электронной концентрацией, высота 90 ... 150 км, слой F с наиболее высокой электронной концентрацией, высота 190 ... 500 км; летом расщепляется на два слоя с различной электронной концентрацией: F_1 (высота 190 ... 230 км) и F_2 (высота 230 ... 500 км).

Критическая частота ионосферы $f_{кр}$ – наибольшая частота, при которой радиоволна, излученная вертикально вверх, еще отражается от ионосферы. При $f < f_{кр}$ волна, излученная вертикаль-

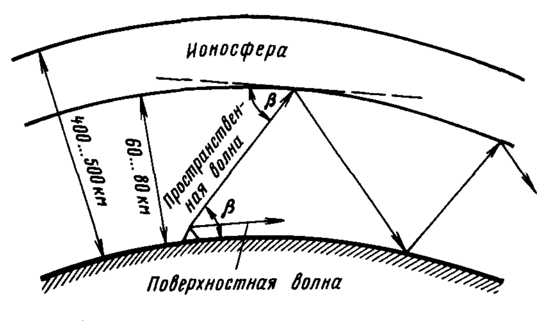


Рис. 13.1

но вверх, отражается от ионосферы, при $f > f_{кр}$ свободно проходит сквозь ионосферу и обратно к земле не возвращается. Критические частоты регулярно определяются ионосферными станциями по данным вертикального зондирования. Примерные значения критических частот в дневное время: слой Д – 0,3 ... 0,6 МГц, слой Е – 3 ... 4 МГц, слой F_1 – 4 ... 6 МГц, слой F_2 – 5 ... 15 МГц (в ночное время слой F_2 – 2 ... 8 МГц).

Если пространственная радиоволна падает на ионосферу не под прямым углом, а наклонно, то отражение происходит на частоте, превышающей критическую. Превышение этой частоты над критической тем больше, чем более полого падает луч на ионосферу. Наибольшая частота, при которой радиоволна при данном угле ее падения β на ионосферу (рис. 13.1) еще может от нее отражаться, называется *максимально применимой частотой* (МПЧ) $f_м$ и определяется из соотношения $f_м = f_{кр}/\sin\beta$.

Для радиосвязи с помощью пространственных волн должны применяться волны, частота которых меньше МПЧ. С другой стороны, при уменьшении частоты возрастает затухание сигнала в слое Д со слабой электронной концентрацией. Наиболее низкую частоту, при которой затухание в слое Д не превышает допустимых пределов, называют *наименьшей применимой частотой* (НПЧ) $f_н$. Значение НПЧ определяют на основании прогнозов затухания радиоволн в слое Д.

Частоту для радиосвязи с помощью пространственных волн выбирают между МПЧ и НПЧ. Обычно она составляет 70 ... 80% от МПЧ.

Особенности распространения радиоволн различных диапазонов

Мириаметровые и километровые волны. Диапазоны частот от 3 до 30 кГц – очень низкие частоты (ОНЧ) и от 30 до 300 кГц – низкие частоты (НЧ).

Поверхностная волна обладает ярко выраженной способностью к дифракции и обеспечивает устойчивую надежную радиосвязь на больших расстояниях при использовании сложных и дорогих антенно-мачтовых сооружений. На расстоянии до 400 км распространение происходит только с помощью поверхностной волны, до 3000 км – с помощью поверхностной и пространственной волн, свыше 3000 км – только с помощью пространственной волны. Используются для радиовещания и радионавигации. Основной источник помех – атмосферные разряды.

Гектометровые волны. Диапазон частот от 300 кГц до 3 МГц – средние частоты (СЧ). Способность поверхностной волны к дифракции выражена слабее, чем на километровых волнах. В дневное время гектометровые волны распространяются только в виде поверхностной волны на расстояние до 300 ... 500 км над сушей и до 800 ... 1000 км над морем, а ночью – в виде поверхностных и пространственных волн на расстояние до 4000 км. Используются для служебной и любительской связи, а также для радиовещания.

Декаметровые (короткие) волны. Диапазон частот от 3 до 30 МГц – высокие частоты (ВЧ). Основной диапазон, используемый для любительской и профессиональной радиосвязи на расстояния в несколько тысяч и десятков тысяч километров. Радиосвязь на декаметровых волнах проводится только с помощью пространственных волн, так как поверхностные волны в этом диапазоне имеют слабую способность к дифракции и кривизну земного шара практически не огибают. Рабочие частоты выбираются в интервале между МПЧ и НПЧ. Обычно в дневное время для связи применяют «дневные» волны (от 10 до 20 м), а ночью, когда ионизация становится более слабой, – «ночные» волны (от 35 до 70 м). Связь на декаметровых волнах часто нарушается из-за глубоких замираний сигнала. Причины замираний – изменения разности фаз лучей, пришедших в точку приема по разным путям (интерференционные замирания с периодом несколько секунд); поворот плоскости поляризации вследствие двойного лучепреломления в ионосфере (поляризационные замирания); повышенное затухание в слое Д в периоды максимума солнечной активности вплоть до полного поглощения пространственной волны (длительность замирания до 60 мин); исчезновение слоя F_2 в высоких широтах и снижение МПЧ в средних широтах из-за корпускулярного излучения Солнца (внешние признаки – появление полярных слияний, длительность нарушений связи – несколько дней). Меры борьбы с интерференционными и поляризационными замираниями – прием на разнесенные антенны и на разнесенных частотах, применение глубокой АРУ в приемниках, а при замираниях из-за корпускулярного излучения Солнца переход на более низкие частоты.

При связи на декаметровых волнах возможно появление «зоны молчания» в виде кольцевой области, которая заключена между радиусом действия поверхностной волны и расстоянием, на котором появляется отраженная от ионосферы пространственная волна. Для уменьшения «зоны молчания» рабочая частота должна быть ближе к МПЧ. Качество дальней связи на верхнем уровне диапазона частот может ухудшаться также из-за того, что в точку приема кроме основного сигнала приходит с большим временным сдвигом (до 0,1 с) второй сигнал, прошедший более длинный путь по дуге большого круга (кругосветное эхо).

Микроволновые диапазоны. Включают в себя *метровые* волны (очень высокие частоты, ОВЧ, 30 ... 300 МГц), *дециметровые* волны (ультравысокие частоты, УВЧ, 300 ... 3000 МГц), *сантиметровые* волны (сверхвысокие частоты, СВЧ, 3 ... 30 ГГц), *миллиметровые* волны (крайне высокие частоты, КВЧ, 30 ... 300 ГГц), *децимиллиметровые* волны (300 ... 3000 ГГц). Радиоволны микроволновых диапазонов распространяются только с помощью поверхностной волны, так как в этих диапазонах пространственные волны от ионосферы не отражаются. Поскольку дифракция поверхностной волны в этих диапазонах почти не проявляется, распространение радиоволн происходит только в пределах *прямой видимости*, дальность которой R, км, с учетом нормальной атмосферной рефракции опреде-

ляется выражением

$$R = 4{,}1\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

где h_1 и h_2 – высоты приемной и передающей антенн, м.

На метровых волнах благодаря незначительной дифракции дальность приема может быть несколько больше, чем дальность прямой видимости, однако в зоне дифракции (зона полутени и тени) напряженность поля убывает очень быстро, прием телевизионных передач становится нестабильным и неустойчивым. На метровых волнах наблюдаются отдельные случаи дальнего и сверхдальнего приема телевизионных передач вследствие рассеяния радиоволн на неоднородностях атмосферы и отражения радиоволн от областей ионосферы с повышенной ионизацией.

На дециметровых волнах дифракция практически отсутствует, и дальность приема не превышает дальности прямой видимости. Случаи дальнего и сверхдальнего приема телевизионных передач на дециметровых волнах связывают с образованием атмосферных волноводов над тропическими морями при аномальном состоянии атмосферы (суперрефракция).

Дальность распространения метровых и дециметровых волн практически не зависит от метеоусловий.

Сантиметровые и миллиметровые волны также распространяются в пределах прямой видимости, однако дальность их распространения существенно зависит от метеоусловий. Поглощение сантиметровых волн во влажном воздухе составляет 0,01 дБ/км, на частоте 24 ГГц наблюдается резонансное поглощение в водяном паре (0,2 дБ/км), на частоте 60 ГГц – в кислороде (13 дБ/км). Поглощение и рассеяние происходит во время дождя – от 0,1 до 10 дБ/км в зависимости от интенсивности дождя.

Микроволновые диапазоны используются для профессиональной и любительской связи, радиолокации, передачи телевизионных программ и УКВ-ЧМ вещания. В этих диапазонах работают спутниковые системы связи и радиорелейные линии.

Прием телевизионных передач в условиях городской застройки

Прием телевизионных передач в городе со сложным рельефом застройки сопровождается рядом специфических искажений, связанных с особенностями распространения метровых и дециметровых радиоволн, на которых ведутся телевизионные передачи.

Искажения вида «правый повтор». В точку установки приемной антенны приходят, как правило, несколько лучей – основной (прямой) луч от передающей антенны телевизионного передатчика и лучи, отраженные от зданий, металлических конструкций и т. д. На экране телевизионного приемника при этом наблюдается, помимо основного изображения, соответствующего прямому лучу, одно или несколько мешающих *повторных изображений*. Отраженные лучи проходят более длинный путь, чем основной, и попадают в точку приема позднее основного. Так как развертка электронного луча кинескопа по строкам проводится слева направо, то повторные изображения расположены правее основного. При телевизионном приеме на дециметровых волнах повторные изображения сказываются меньше, чем на метровых, так как дециметровые волны при отражении от зданий частично поглощаются в стенах. Характер отражения дециметровых волн от зданий близок к *диффузному* (рассеянному), что также способствует снижению уровня «правых повторов». Общие методы борьбы с «правыми повторами» – применение остронаправленных приемных антенн, желательно канальных (отдельная антенна на каждый телевизионный канал), тщательный выбор места установки антенн.

Искажения вида «левый повтор». При большой длине кабеля, соединяющего приемную антенну с телевизионным приемником, и недостаточно хорошей экранировке входных цепей приемника уровень сигнала на входе приемника за счет прямых наводок на кабель и входные цепи может стать соизмеримым с уровнем сигнала, поступающим из антенны. Сигнал из-за прямой наводки попадает на вход приемника раньше сигнала, принятого антенной, и наблюдается на экране в виде мешающего повторного изображения, расположенного левее основного. Методы борьбы с «левыми повторами» – тщательная экранировка входных цепей приемника.

Образование теневых зон. Метровые и дециметровые волны, на которых ведутся телевизионные передачи, отличаются слабой способностью к дифракции, поэтому непосредственно за большими зданиями образуются зоны радиотени. Удовлетворительный прием в таких зонах невозможен в связи с малым уровнем сигнала и наличием большого числа повторных изображений. Улучшить качество приема можно путем выноса антенны на ближайшие высокие здания.

Системы кабельного телевидения. Представляют собой телевизионные системы, обеспечивающие высококачественный прием телевизионных передач в условиях города со сложным рельефом застройки. Включают в себя антенную систему, состоящую из остронаправленных канальных антенн, головную станцию с усилительным оборудованием и разветвленную кабельную сеть – магистральные и субмагистральные кабельные линии с промежуточными линейными усилителями и домовые распределительные сети. Для антенной системы выбирается такое место, в котором обеспечивается высококачественный прием без повторных изображений.

Каждая система кабельного телевидения рассчитана на подключение большого числа приемников – до нескольких десятков тысяч. С целью улучшения качества и надежности приема применяются системы кабельного телевидения с преобразованием телевизионных сигналов, принятых антенной, в модулированный сигнал лазера, передаваемый по волоконно-оптической линии связи на расстояние в несколько километров без промежуточных усилительных пунктов. Телевизионный сигнал получается путем преобразования сигнала лазера и поступает в домовые распределительные сети на частотах стандартных телевизионных каналов.

13.2. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧ

Характеристики линий передач

Погонная емкость $C_{пог}$ – емкость на единицу длины линии.

Погонная индуктивность $L_{пог}$ – индуктивность на единицу длины линии.

Волновое сопротивление $z_в$ – параметр, определяющий соотношение между амплитудами падающих волн напряжения и тока:

$$I_{пад} = U_{пад}/z_в.$$

Волновое сопротивление зависит от формы и размеров проводников в поперечном сечении линии, степени заполнения поперечного сечения изоляцией и ее относительной диэлектрической постоянной ε.

Соотношение между волновым сопротивлением, погонной емкостью и индуктивностью

$$z_в = \sqrt{L_{пог}/C_{пог}}.$$

Волновое сопротивление (Ом) воздушной линии можно определить через ее погонную емкость

$$z_в = 3300/C_{пог.в},$$

где $C_{пог.в}$ – погонная емкость воздушной линии, пФ/м.

Волновое сопротивление линии, заполненной диэлектриком,

$$z_в = 3300/\sqrt{\varepsilon}\,C_{пог.в} \text{ или } z_в = 3300\sqrt{\varepsilon}/C_{пог.д},$$

где $C_{пог.д}$ – погонная емкость линии, заполненной диэлектриком, пФ/м.

Коэффициент укорочения длины волны n – параметр, показывающий, во сколько раз длина волны в линии $\lambda_л$ меньше длины волны λ_0 в свободном пространстве ($n = \lambda_0/\lambda_л$).

Для экранированных линий, целиком заполненных диэлектриком,

$$n = \sqrt{\varepsilon}.$$

Для экранированных линий с неполным заполнением диэлектриком и неэкранированных линий

$$n = \sqrt{\varepsilon_{эфф}},$$

где $\varepsilon_{эфф}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость, равная отношению погонных емкостей линии с диэлектриком и линии того же сечения, но без диэлектрика.

Например, длина волны в коаксиальном кабеле, заполненном диэлектриком с $\varepsilon = 2{,}3$ на частоте 50 МГц ($\lambda_0 = 6$ м)

$$\lambda_л = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon} = 6/\sqrt{2{,}3} = 6/1{,}52 = 3{,}95 \text{ м}.$$

Погонное затухание β – уменьшение напряжения, тока или мощности волн на единицу длины линии. Выражают обычно в децибелах на метр или километр (дБ/м или дБ/км).

Полное затухание в линии длиной l

$$N = \beta l.$$

Затухание можно выразить в неперах (Нп) с помощью соотношения

$$1 \text{ Нп} = 8{,}68 \text{ дБ}.$$

Коэффициент полезного действия (КПД) линии

$$\eta_л = P_2/P_1,$$

где P_1, P_2 – мощности на входе и выходе линий.

КПД линии может быть определен через полное затухание линии

$$\eta_л = e^{-\frac{2\beta l}{8{,}68}},$$

где βl – в дБ, e – основание натуральных логарифмов (e = 2,72).

Зависимость КПД линии от ее полного затухания βl приведена на рис. 13.2.

Пользуясь соотношением между волновым сопротивлением линии и ее погонной емкостью, можно определить волновое сопротивление и коэффициент укорочения какой-либо линии передачи, например коаксиального кабеля неизвестной марки.

Пример. Определить волновое сопротивление и коэффициент укорочения коаксиального кабеля неизвестной марки.

1. Измеряем диаметр внутреннего проводника d_1 и диаметр по изоляции d_2 (рис. 13.3)

$$d_1 = 0{,}72 \text{ мм}; \; d_2 = 4{,}6 \text{ мм}.$$

2. Измеряем емкость C между внутренним и наружным проводниками отрезка кабеля, длина l которого должна быть не более $0{,}05\lambda$, где λ – длина волны, соответствующая выбранной частоте измерения. Свободный конец отрезка кабеля должен быть разомкнут (холостой ход). Выбираем частоту f = 10 МГц ($\lambda = 300/10 = 30$ м), при этом $l = 0{,}05\lambda = 0{,}05 \times 30 = 1{,}5$ м.

Измеренная емкость C = 100 пФ.

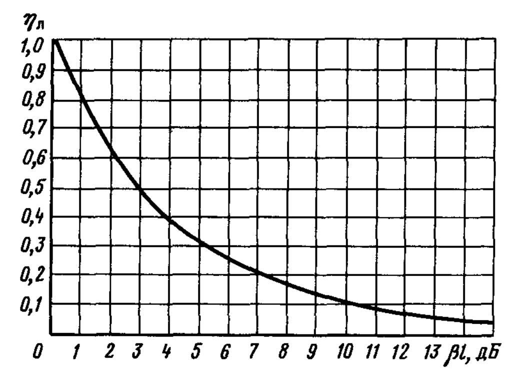


Рис. 13.2

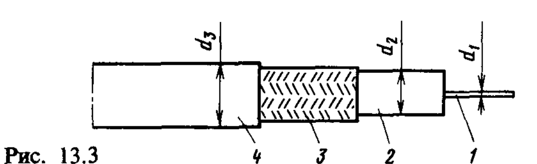


Рис. 13.3

3. Погонная емкость

$C_{пог.д} = C/l = 100/1,5 = 67$ пФ/м.

4. Рассчитываем погонную емкость воздушного цилиндрического конденсатора, имеющего такое же поперечное сечение, что и коаксиальный кабель.

Емкость конденсатора, пФ, длиной l, м,

$$C = 24,1\,l/\left(\lg\frac{D}{d}\right).$$

Погонная емкость

$$C_{пог.в} = 24,1/\left(\lg\frac{D}{d}\right) = 24,1/\left(\lg\frac{4,6}{0,72}\right) =$$

$$= 24,1/(\lg 6,35) = 24,1/0,804 = 30 \text{ пФ/м}.$$

5. Диэлектрическая проницаемость изоляции кабеля

$\varepsilon = C_{пог.д}/C_{пог.в} = 67/30 = 2,3.$

6. Волновое сопротивление

$z_в = 3300/\sqrt{\varepsilon}\,C_{пог.в} = 3300/\sqrt{2,3}\cdot 30 = 75$ Ом.

Конструкции и параметры линий передач

Радиочастотный кабель – гибкий коаксиальный кабель (рис. 13.3), состоящий из медного внутреннего проводника 1, наружного проводника 2, плетеного из медных проволок, полиэтиленовой изоляции 3 и защитной оболочки 4 из полиэтилена или полихлорвинилового пластиката. Условное наименование кабеля состоит из букв РК (радиочастотный кабель); цифры, обозначающей номинальное волновое сопротивление, Ом; цифры, обозначающей диаметр изоляции, мм, разделяющей внутренний и наружный проводники; цифры, обозначающей порядковый номер разработки. Пример условного обозначения: РК 75-4-15 (радиочастотный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, диаметр внутренней изоляции 4 мм).

Конструктивные и электрические параметры радиочастотных кабелей приведены в табл. 13.1. На рис. 13.4 показана зависимость от частоты погонного затухания (кривые 1, 2) и максимально допустимой пропускаемой мощности (кривые 3, 4) для наиболее распространенных кабелей. Кривые 1 и 3 относятся к кабелям РК 75-4-11, РК 75-4-12, РК 75-4-15, РК 75-4-16, кривые 2 и 4 – к кабелям РК 75-9-12, РК 75-9-13.

Поперечные сечения *жестких линий передач* различных конструкций показаны на рис. 13.5. Волновые сопротивления этих линий, Ом:

коаксиальная (концентрическая) линия (рис. 13.5, *а*)

$$z_в = 138\,\lg D/d;$$

коаксиальная линия с эксцентриситетом (смещением) внутреннего проводника (рис. 13.5, *б*)

$$z_в = 138\left[\lg\frac{D}{d} - 1,75\left(\frac{e}{D}\right)^2\right] \text{ при } e/d < 0,3;$$

коаксиальная линия со спиральным внутренним проводником из ленты (рис. 13.5, *в*)

$$z_в = z_{в0}\,k \text{ при } \Delta S \ll S,$$

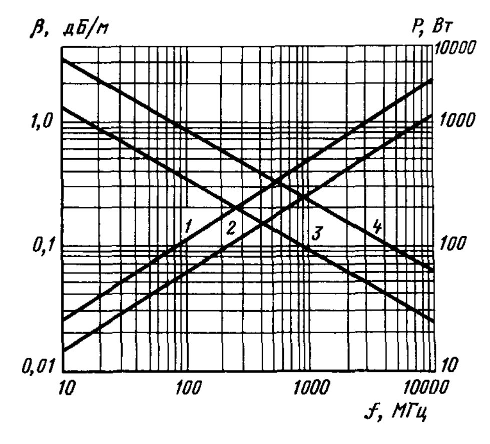


Рис. 13.4

где $z_{в0}$ – волновое сопротивление коаксиальной линии с гладким внутренним проводником диаметром d и внутренним диаметром экрана D, определяемое по формуле $z_{в0} = 138\lg\frac{D}{d}$, k – поправочный множитель, учитывающий спиральную конструкцию внутреннего проводника:

$$k = \sqrt{\frac{2,1q^2d^2\left[1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2\right]}{\lg\frac{D}{d}}},$$

где q – число витков на 1 см длины;

Таблица 13.1. **Радиочастотные кабели**

Марка	$z_в$, Ом	$C_{пог}$, пФ/м	n
РК 75-1-12	75 ± 7	67	1,52
РК 75-2-13	75 ± 5	67	1,52
РК 75-3-31***	75 ± 5	55	1,24
РК 75-4-11	75 ± 3	67	1,52
РК 75-4-12	75 ± 3	67	1,52
РК 75-4-15	75 ± 3	67	1,52
РК 75-4-16	75 ± 3	67	1,52
РК 75-9-12	75 ± 3	67	1,52
РК 75-9-13	75 ± 3	67	1,52
РК 50-1-12	50 ± 5	100	1,52
РК 50-2-13	50 ± 3	100	1,52
РК 50-3-11*	50 ± 2,5	100	1,52
РК 50-4-13	50 ± 2	100	1,52
РК 50-7-11	50 ± 2	100	1,52
РК 50-7-12*	50 ± 2	100	1,52
РК 50-9-12	50 ± 2	100	1,52

* Двойной экран.
** Семижильный проводник.
*** Полувоздушная изоляция.

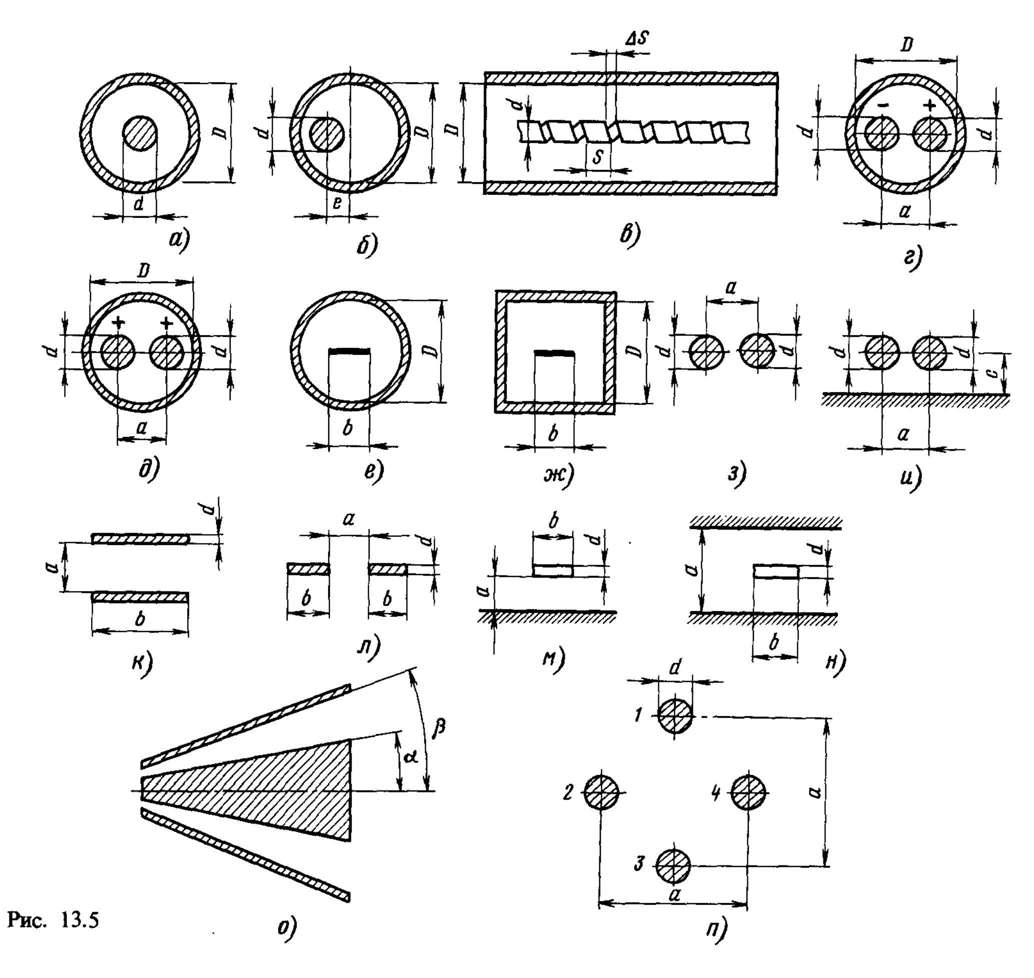


Рис. 13.5

Размер (рис. 13.3)			Минимально допустимый радиус изгиба, мм	Интервал температур, °С	Масса, кг/км
d_1, мм	d_2, мм	d_3, мм			
0,17	1 ± 0,1	1,9 ± 0,2	20	−60 ... +85	5,4
0,36**	2,2 ± 0,1	3,2 ± 0,3	30	−60 ... +85	14,7
0,69**	2,95 ± 0,15	5,5 ± 0,3	60	−60 ... +85	34
0,72	4,6 ± 0,2	7,3 ± 0,4	70	−60 ... +85	63
0,72**	4,6 ± 0,2	7,3 ± 0,4	70	−60 ... +85	63
0,72	4,6 ± 0,2	7,3 ± 0,4	70	−40 ... +70	72
0,78**	4,6 ± 0,2	7,3 ± 0,4	70	−40 ... +70	72
1,35	9 ± 0,3	12,2 ± 0,8	120	−40 ... +70	189
1,35	9 ± 0,3	12,2 ± 0,8	120	−60 ... +85	172
0,32	1 ± 0,1	1,9 ± 0,2	20	−60 ... +85	5,8
0,67	2,2 ± 0,1	4,0 ± 0,3	20	−40 ... +70	24,6
0,9	2,95 ± 0,15	5,3 ± 0,3	60	−60 ... +85	50
1,37	4,6 ± 0,2	9,6 ± 0,6	100	−40 ... +70	141
2,28**	7,25 + 0,25	10,3 ± 0,6	100	−60 ... +85	134
2,28**	7,25 ± 0,25	11,2 ± 0,7	100	−60 ... +85	178
2,7**	9 ± 0,3	12,2 ± 0,8	120	−40 ... +70	213

двухпроводная линия в цилиндрическом экране (рис. 13.5, *г*) в режиме противофазного возбуждения (напряжение приложено между внутренними проводниками, экран заземлен)

$$z_в = 276\ \lg\left(\frac{2a}{d}\frac{D^2 - a^2}{D^2 + a^2}\right) \text{ при } D/d > 4 \text{ и}$$

$$d/a > (1 - 2d/D),$$

двухпроводная линия в цилиндрическом экране (рис. 13.5, *д*) в режиме синфазного возбуждения (напряжение приложено между параллельно соединенными внутренними проводниками и экраном)

$$z_в = 69 \lg\left(\frac{1}{8da}\frac{D^4 - a^4}{D^2}\right) \text{ при } D/d \gg 1 \text{ и } D/a \gg 1;$$

лента в цилиндрическом экране (рис. 13.5, *е*)

$$z_в = 138 \lg(2d/b) \text{ при } D/b \gg 1,$$

$$z_в = 6{,}5\pi^2/\left[\lg\left(\frac{4}{1 - \frac{b}{D}}\right)\right] \text{ при } D/b \approx 1;$$

лента в экране квадратного сечения (рис. 13.5, *ж*)

$$z_в = 138 \lg(2{,}16\ D/b) \text{ при } D/b \gg 1,$$

$$z_в = 6{,}5\pi^2/\left[\lg\left(\frac{3{,}06}{1 - \frac{b}{D}}\right)\right] \text{ при } D/b \approx 1;$$

двухпроводная неэкранированная линия (рис. 13.5, *з*)

$$z_в = 276 \lg\frac{2a}{d};$$

двухпроводная неэкранированная линия над плоскостью (рис. 13.5, *и*)

$$z_в = 276 \lg\frac{2a}{d\sqrt{1 + \left(\frac{a}{2c}\right)^2}};$$

ленточная линия с проводниками, расположенными друг над другом (рис. 13.5, *к*),

$$z_в = 377a/a + b \text{ при } d \ll b \text{ и } a/b < 3;$$

ленточная линия с рядом расположенными проводниками (рис. 13.5, *л*)

$$z_в = 257/\left[\lg\left(4 + 8\frac{b}{a}\right)\right] \text{ при } d \ll b \text{ и } b/a > 1,$$

$$z_в = 276 \lg\left[4 + \left(4\frac{a}{b}\right)\right] \text{ при } d \ll b \text{ и } b/a < 1;$$

ленточный проводник над плоскостью (рис. 13.5, *м*)

$$z_в = 138 \lg 3{,}5\ \frac{a}{b};$$

ленточный проводник между плоскостями (рис. 13.5, *н*)

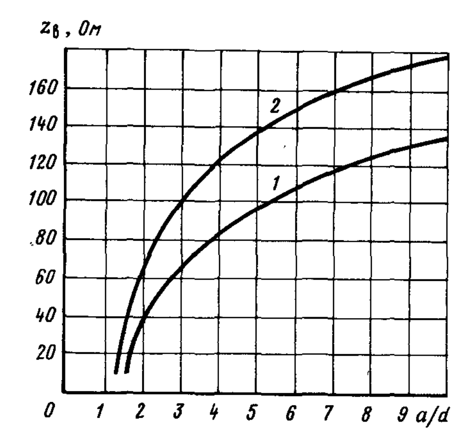


Рис. 13.6

$$z_в = 150/(0{,}69 + 1{,}6\ \frac{b}{a}) \text{ при } d \ll b \text{ и } a/b < 1;$$

коническая линия (рис. 13.5, *о*)

$$z_в = \lg\left(\operatorname{tg}\frac{\beta}{2}/\operatorname{tg}\frac{\alpha}{2}\right).$$

Двухпроводная линия (рис. 13.5, *з*) применяется обычно в качестве линии передачи с волновым сопротивлением от 200 Ом и выше. Для получения более низких волновых сопротивлений используется четырехпроводная линия (рис. 13.5, *п*). Волновое сопротивление такой линии можно определить по графикам на рис. 13.6. Кривая 1 соответствует случаю, когда одним проводом служат попарно соединенные проводники 1–3, другим проводом – попарно соединенные проводники 2–4, а кривая 2 – случаю попарного соединения проводников 1–2 и 3–4.

Проводники соединяются в начале и конце линии.

Волновое сопротивление экранированных линий, заполненных диэлектриком, можно определить, разделив $z_в$ соответствующей воздушной линии на $\sqrt{\varepsilon}$.

Коэффициент укорочения длины волны n в воздушной коаксиальной линии со спиральным внутренним проводником численно равен поправочному множителю k, учитывающему спиральную структуру проводника в формуле для $z_в$ линий этого типа, приведенной выше.

Полосковые линии (рис. 13.7) применяются в качестве линий передач и элементов фидерных узлов в аппаратуре метровых, дециметровых и сантиметровых волн. Состоят из металлического основания 1, диэлектрической подложки 2 и по-

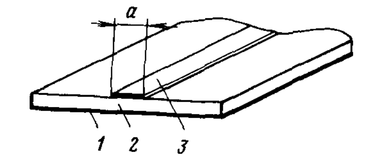


Рис. 13.7

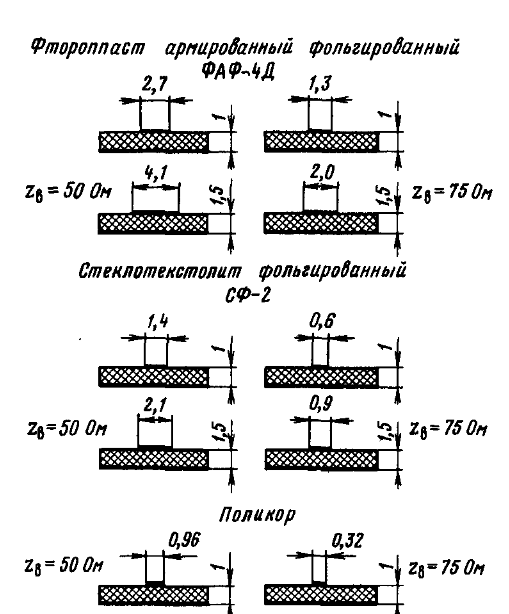


Рис. 13.8

лоскового проводника 3. Ширина металлического основания должна быть не менее 5 ... 6 а, расстояние между соседними проводниками – не менее 3 ... 4 а. Изготавливаются методом травления из односторонних или двусторонних листовых фольгированных материалов – фольгированного стеклотекстолита СФ-2 ($\varepsilon = 6$, $\mathrm{tg}\,\delta = 25 \cdot 10^{-3}$ на частоте 10^6 Гц), фольгированного фторопласта ФФ-4 ($\varepsilon = 2$, $\mathrm{tg}\,\delta = 3 \cdot 10^{-4}$ на частоте 10^{10} Гц), фольгированного фторопласта со стеклотканью ФАФ-4Д СКЛ ($\varepsilon = 2{,}5$; $\mathrm{tg}\,\delta = 8 \times 10^{-4}$ на частоте 10^6 Гц), фольгированного листового материала ФЛАН (ε от 2,8 до 16 в

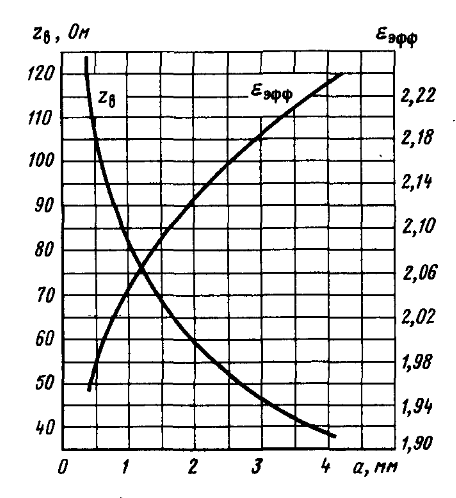


Рис. 13.9

зависимости от марки, $\mathrm{tg}\delta = 15 \cdot 10^{-4}$ на частоте 10^{10} Гц). Применение двусторонних фольгированных материалов позволяет использовать фольгу на одной стороне платы в качестве металлического основания (земли), а на другой – для получения полоскового рисунка требуемой конфигурации.

Полосковые линии изготавливаются также методом тонкопленочной технологии на керамических подложках (поликор) с $\varepsilon = 9{,}6$ и $\mathrm{tg}\delta = 1 \cdot 10^{-4}$ на частоте 10^{10} Гц.

Размеры поперечного сечения полосковых линий с $z_в = 75$ Ом и $z_в = 50$ Ом, изготовленных из различных материалов, приведены на рис. 13.8. Зависимость $z_в$ и $\varepsilon_{эфф}$ полосковой линии из материала ФАФ-4Д СКЛ толщиной 1 мм от ширины полоскового проводника а показана на рис. 13.9.

Режимы работы линий передач

Режим работы линии передачи зависит от соотношения между $z_в$ и $z_н$ и характеризуется *коэффициентом бегущей волны КБВ и коэффициентом отражения от нагрузки* р:

$$КБВ = U_{min}/U_{max}, \quad р = U_{отр}/U_{пад},$$

где U_{min} – минимальное напряжение в линии (в узле напряжения); U_{max} – максимальное напряжение в линии (в пучности напряжения); $U_{отр}$ – амплитуда отраженной волны: $U_{пад}$ – амплитуда падающей волны.

Коэффициент бегущей волны и коэффициент отражения связаны соотношением

$$КБВ = 1 - р/(1 + р); \quad р = 1 - КБВ/(1 + КБВ).$$

Коэффициент стоячей волны КСВ – величина, обратная КБВ:

$$КСВ = 1/КБВ.$$

Режим бегущей волны. Линия нагружена на чисто активное сопротивление, равное волновому ($z_в = z_н = R_н$), отраженная волна в линии отсутствует, КБВ = 1, р = 0. Входное сопротивление линии чисто активно и равно волновому ($z_{вх} = R_{вх} = z_в$), мощность, отдаваемая источником в линию, полностью поступает в нагрузку.

Режим стоячей волны. Линия нагружена на чисто реактивное сопротивление (индуктивность или емкость), либо разомкнута, либо замкнута. Падающая волна напряжения полностью отражается от конца линии ($U_{отр} = U_{пад}$), КБВ = 0, р = 1. Входное сопротивление линии практически чисто реактивно, перенос мощности вдоль линии отсутствует.

Промежуточный режим. Линия нагружена на чисто активное сопротивление, не равное волновому, либо на комплексное сопротивление. Падающая волна частично отражается от конца линии ($U_{отр} < U_{пад}$), $0 < КБВ < 1$; $1 > р > 0$, входное сопротивление линии в узлах и пучностях напряжения чисто активно (соответственно $z_в \cdot КБВ$ и $z_в/КБВ$), в остальных сечениях линии – комплексное. Мощность, отдаваемая источником в линию, частично поступает в нагрузку, частично от нее отражается.

13.3. ЭЛЕМЕНТЫ ФИДЕРНЫХ ТРАКТОВ

Согласующие устройства

Четвертьволновый трансформатор (рис. 13.10, *а*) – простейшее устройство, обеспечивающее согласование двух активных сопротивлений в полосе частот ±20% от средней частоты. Выполняется в виде отрезка линии длиной $\lambda_л/4$, где $\lambda_л$ – длина волны с учетом коэффициента укорочения $n = \sqrt{\varepsilon}$.

Волновое сопротивление трансформирующего отрезка линии $z_{тр} = \sqrt{R_1 R_2}$, где R_1 и R_2 – согласуемые сопротивления.

Пример. Рассчитать четвертьволновый трансформатор для согласования четырехэтажной антенны 8-го телевизионного канала ($f_{ср} = 194$ МГц) типа «волновой канал» ($R_2 = 75/4$ Ом) с кабелем $z_в = 75$ Ом ($R_1 = 75$ Ом).

1. Волновое сопротивление трансформатора

$$z_{тр} = \sqrt{75 \cdot (75/4)} = 75/2 = 37{,}5 \text{ Ом}.$$

Используем в качестве трансформатора два отрезка кабеля РК 75-4-15 ($z_в = 75$ Ом), включенных параллельно.

2. Длина волны

$$\lambda_{ср} = 300/f_{ср} = 300/194 = 1{,}55 \text{ м}.$$

3. Длина трансформатора (для кабеля РК 75-4-15 согласно табл. 13.1 $n = \sqrt{\varepsilon} = 1{,}52$)

$$l_{тр} = \lambda_{ср}/(4\sqrt{\varepsilon}) = 1{,}55/(4 \cdot 1{,}52) = 0{,}25 \text{ м}.$$

Четвертьволновый трансформатор с компенсирующим шлейфом – широкополосное согласующее устройство, работающее в полосе частот ±30% от средней частоты. Состоит из четвертьволнового трансформирующего отрезка линии и четвертьволнового короткозамкнутого отрезка линии (компенсирующий шлейф), включаемого параллельно низкоомным зажимам трансформатора, как показано на рис. 13.10, *б, в*. Волновое сопротивление шлейфа $z_{шл}$ выбирается равным волновому сопротивлению трансформатора.

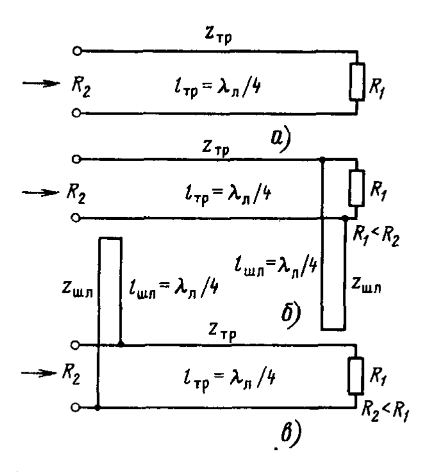


Рис. 13.10

Частотно-независимые аттенюаторы и согласующие устройства на резисторах

Частотно-независимые аттенюаторы (с фиксированным затуханием) и согласующие устройства на резисторах выполняются в виде несимметричных и симметричных Т-образных (рис. 13.11, *а, б*) или П-образных (рис. 13.11, *в, г*) четырехполюсников.

Расчет *аттенюатора* по заданному волновому сопротивлению тракта $z_в$ ($R_{вх} = R_н = z_в$) и затуханию n ($n = P_{вх}/P_{вых}$, где $P_{вх}$ и $P_{вых}$ – входная и выходная мощности) проводится по формулам:

а) Т-образный аттенюатор (рис. 13.11, *а, б*)

$$R1 = R2 = z_в \frac{\sqrt{n} - 1}{\sqrt{n} + 1};$$

$$R3 = z_в \frac{2\sqrt{n}}{n - 1};$$

б) П-образный аттенюатор (рис. 13.11, *в, г*)

$$R1 = R2 = z_в \frac{\sqrt{n} + 1}{\sqrt{n} - 1};$$

$$R3 = z_в \frac{n - 1}{2\sqrt{n}}.$$

Расчет *согласующей цепи* на резисторах по заданным согласуемым сопротивлениям ($R_{вх}$ и $R_н$) и затуханию n проводится по формулам:

а) Т-образное согласующее устройство (рис. 13.11, *а, б*)

$$R1 = \frac{R_{вх}(n + 1) - 2\sqrt{R_{вх} R_н n}}{n - 1};$$

$$R2 = \frac{R_н(n + 1) - 2\sqrt{R_{вх} R_н n}}{n - 1};$$

$$R3 = \frac{2\sqrt{R_{вх} R_н n}}{n - 1}.$$

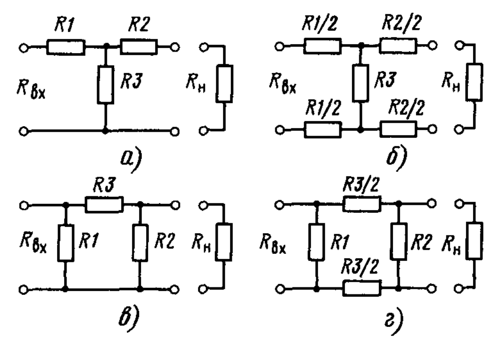


Рис. 13.11

б) П-образное согласующее устройство (рис. 13.11, *в, г*)

$$R1 = \frac{(n-1)R_{вх}\sqrt{R_н}}{(n+1)\sqrt{R_н} - 2\sqrt{nR_{вх}}};$$

$$R2 = \frac{(n-1)R_н\sqrt{R_{вх}}}{(n+1)R_{вх} - 2\sqrt{nR_н}};$$

$$R3 = \frac{n-1}{2\sqrt{n}}\sqrt{R_{вх}R_н}.$$

В большом числе практических случаев необходимо рассчитать согласующую цепь на резисторах, имеющую *минимально возможное затухание* n_{min}. Величина n_{min} определяется отношением $R_{вх}/R_н$:

$$n_{min} = \frac{2R_{вх}}{R_н} - 1 + 2\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_н}\left(\frac{R_{вх}}{R_н} - 1\right)}.$$

После расчета n_{min} сопротивления согласующей цепи определяются по приведенным выше формулам при $n = n_{min}$.

Пример. Рассчитать несимметричный Т-образный аттенюатор (рис. 13.11, *а*) на резисторах с затуханием 12 дБ (n = 16) при $z_в = 75$ Ом.

$$R1 = R2 = z_В\frac{\sqrt{n}-1}{\sqrt{n}+1} = 75\frac{\sqrt{16}-1}{\sqrt{16+1}} = 45 \text{ Ом:}$$

$$R3 = z_в\frac{2\sqrt{n}}{n-1} = 75\frac{2\sqrt{16}}{16-1} = 40 \text{ Ом.}$$

Пример. Рассчитать несимметричное Т-образное согласующее устройство на резисторах (рис. 13.11, *а*) с минимально возможным затуханием для согласования 75-омного генератора с 50-омной нагрузкой ($R_{вх}/R_н = 75/50 = 1,5$)

$$n_{min} = \frac{2R_{вх}}{R_н} - 1 + 2\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_н}\left(\frac{R_{вх}}{R_н} - 1\right)} =$$

$$= 2\cdot 1,5 - 1 + 2\sqrt{1,5(1,5-1)} = 3,74 \text{ (5,75 дБ);}$$

$$R1 = \frac{R_{вх}(n_{min}+1) - 2\sqrt{R_{вх}R_н n_{min}}}{n_{min}-1} =$$

$$= \frac{75(3,74+1) - 2\sqrt{75\cdot 50\cdot 3,74}}{3,74-1} = 44 \text{ Ом;}$$

$$R2 = \frac{R_н(n_{min}-1) - 2\sqrt{R_{вх}R_н n_{min}}}{n_{min}-1} =$$

$$= \frac{50(3,74+1) - 2\sqrt{75\cdot 50\cdot 3,74}}{3,74-1} = 0;$$

$$R3 = \frac{2\sqrt{R_{вх}R_н n_{min}}}{n_{min}-1} = 86 \text{ Ом.}$$

В Т-образных согласующих устройствах на резисторах с минимально возможным затуханием при любых согласуемых сопротивлениях ($R_{вх}$ и $R_н$) R2 = 0, в П-образных R2 = ∞. Поэтому рассчитывать следует только сопротивления R1 и R3.

Согласующие устройства на резисторах обеспечивают двустороннее согласование – как со стороны входа, так и со стороны выхода.

Амплитудные выравниватели

Амплитудные выравниватели представляют собой четырехполюсники, затухание которых меняется в зависимости от частоты по определенному закону. Назначение выравнивателей – коррекция частотных характеристик длинных кабельных линий, а также других радиотехнических устройств. Выравниватели не должны вносить рассогласования в цепи, поэтому схемы выравнивателей строятся так, чтобы их входное сопротивление не зависело от частоты. В некоторых выравнивателях частотно-независимы как входные, так и выходные сопротивления.

На рис. 13.12, *а, б* показаны схемы выравнивателей, затухание которых монотонно возрастает при увеличении частоты. Выравниватель по схеме на рис. 13.12, *а* имеет частотно-независимое входное сопротивление, а на рис. 13.12, *б* – частотно-независимые входное и выходное сопротивления.

На рис. 13.12, *в, г* приведены схемы выравнивателей, затухание которых монотонно уменьшается при увеличении частоты. При этом выравниватель по схеме на рис. 13.12, *в* имеет частотно-независимое входное сопротивление, а иа рис. 13.12, *г* – частотно-иезависимые входное и выходное сопротивления. Выравниватели рис. 13.12, *в, г* могут быть использованы для коррекции частотных характеристик длинных кабельных линий, затухание которых возрастает при увеличении частоты.

Частотные характеристики затухания выравнивателей показаны на рис. 13.13. Кривая 1 относится к схемам на рис. 13.12, *а, б*, кривая 2 – на рис. 13.12, *в, г*. На рис. 13.13 по горизонтальной оси отложена в логарифмическом масштабе обобщенная частота f/f_0 (f – текущая частота, f_0 – частота, на которой затухание выравнивателя

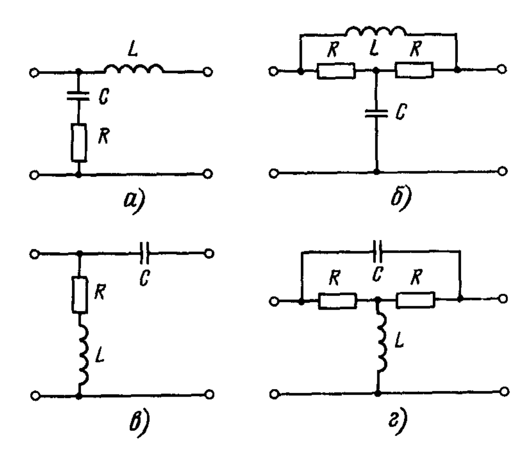


Рис. 13.12

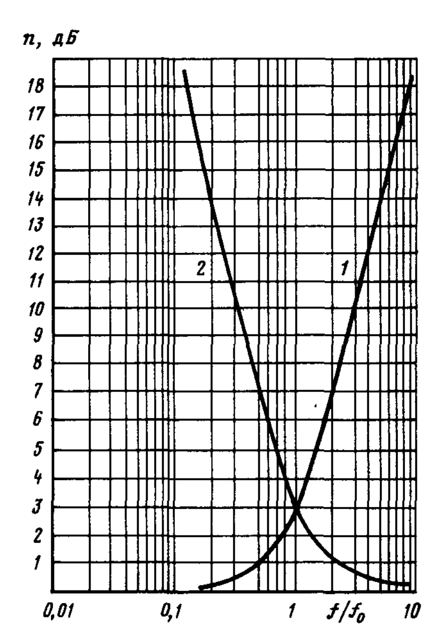


Рис. 13.13

составляет 3 дБ), по вертикальной оси – затухание выравнивателя n, дБ.

Выбор схемы и расчет выравнивателя проводятся в следующем порядке.

1. В соответствии с заданным характером зависимости затухания от частоты и требованиями к входному и выходному сопротивлениям выбираем одну из схем, показанных на рис. 3.12,*а–г*.

2. Определяем отношение крайних рабочих частот f_2/f_1 $(f_2 > f_1)$.

3. По соответствующей частотной характеристике затухания подбираем такие значения минимального n_{min}, дБ, и максимального n_{max}, дБ, затуханий, при которых обеспечивается требуемый перепад затуханий Δn $(\Delta n = n_{max} - n_{min})$ при заданном отношении крайних рабочих частот.

4. Определяем значение n_{max} в разах по мощности по формуле

$$\lg n_{max} = n_{max}(\text{дБ})/10.$$

5. Рассчитываем частоту f_0, Гц,

$f_0 = f_1\sqrt{n_{max} - 1}$ – для схем рис. 13.12,*а, б*;

$f_0 = f_2/\sqrt{n_{max} - 1}$ – для схем рис. 13.12,*в, г*.

6. Определяем элементы выравнивателя (L, Гн; C, Ф; R, Ом)

$$L = z_в/2\pi f_0;\ C = 1/2\pi f_0 z_в;\ R = z_в.$$

Пример. Выбрать и рассчитать выравниватель с частотно-независимыми входным и выходным сопротивлениями для коррекции частотной характеристики затухания кабельной линии. Крайние рабочие частоты $f_1 = 40$ МГц, $f_2 = 640$ МГц, перепад затуханий $\Delta n = 12$ дБ, волновое сопротивление линии $z_в = 75$ Ом.

1. Учитывая, что для коррекции частотной характеристики затухания кабельной линии необходим выравниватель, затухание которого уменьшается при увеличении частоты, следует выбрать схему рис. 13.12,*в* и *г*. Выбираем схему рис. 13.12,*г*, так как она позволяет получить требуемые частотно-независимые входное и выходное сопротивления. Частотная характеристика затухания выравнивателя приведена на рис. 13.13 (кривая 2).

2. Отношение крайних рабочих частот

$$f_2/f_1 = 640/40 = 16.$$

3. По частотной характеристике находим, что перепад затуханий 12 дБ при $f_2/f_1 = 16$ может быть получен при $n_{min} = 0{,}5$ дБ, $n_{max} = 12{,}5$ дБ.

4. Значение n_{max} по мощности

$$\lg n_{max} = n_{max}(\text{дБ})/10 = 12{,}5/10 = 1{,}25;$$
$$n_{max} = 18.$$

5. Частота

$$f_0 = f_1\sqrt{n_{max} - 1} = 40\sqrt{18 - 1} = 165 \text{ МГц}.$$

6. Элементы:

$$L = z_в/2\pi f_0 = 75/2\cdot 3{,}14\cdot 165\cdot 10^6 = 7{,}5\cdot 10^{-8} \text{ Гц} = 0{,}075 \text{ мкГн};$$

$$C = 1/2\pi f_0 z_в = 1/2\cdot 3{,}14\cdot 165\cdot 10^6\cdot 75 = 13\cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 13 \text{ пФ};$$

$$R = z_в = 75 \text{ Ом}.$$

Разветвители телевизионных сигналов

Разветвители предназначены для подключения нескольких телевизионных и радиовещательных (УКВ ЧМ) приемников к абонентскому кабелю системы коллективного приема телевидения (СКПТ) или к индивидуальной антенне.

Разветвитель на резисторах (рис. 13.14) – простой по конструкции разветвитель, согласованный как со стороны входа, так и со стороны любого из выходов.

Сопротивление

$$R = z_в\frac{n - 1}{n + 1},$$

где n – число подключаемых приемников.

Напряжение на входе любого приемника

$$U_{пр} = U_{вх}/n,$$

где $U_{вх}$ – напряжение на входе разветвителя.

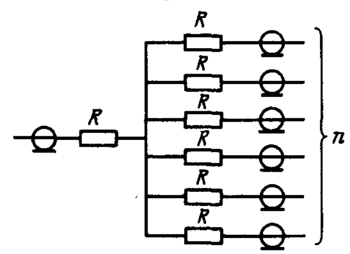


Рис. 13.14

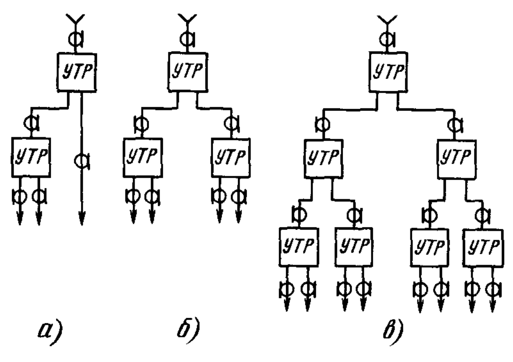


Рис. 13.15

Разветвитель на резисторах может быть использован для деления мощности сигнала в любой полосе частот.

Устройство телевизионное разветвительное УТР-2.Н2, серийно выпускаемое промышленностью, позволяет подключить два телевизора к абонентскому кабелю СКПТ или к индивидуальной антенне. Основное достоинство устройства – отсутствие потерь и наличие электрической развязки (переходного затухания) между выходами, что исключает взаимовлияние телевизоров. Может быть использован в полосе частот от 48,5 до 100 и от 174 до 230 МГц на каналах 1...12 телевизионного вещания и на всех каналах УКВ ЧМ вещания, КБВ со стороны входа и каждого из выходов – не менее 0,75, ослабление между входом и каждым из выходов – не более 4,5 дБ, переходное затухание между выходами – не менее 18 дБ. Вход и выходы устройства рассчитаны на подключение радиочастотного кабеля с $z_в = 75$ Ом.

Каскадным соединением нескольких разветвительных устройств УТР-2.Н2 можно оборудовать небольшую систему коллективного приема телевидения в сельской местности. Структурные схемы таких систем на три, четыре и восемь приемников приведены на рис. 13.15,*а – в*.

13.4. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН

Характеристики антенн

Любая антенна является обратимой и может быть использована как для передачи, так и для приема, при этом электрические характеристики антенны остаются неизменными. Поэтому для определения свойств приемной антенны можно рассмотреть ее в режиме передачи и наоборот. Например, внутреннее сопротивление источника ЭДС, эквивалентного приемной антенне, равно входному сопротивлению этой же антенны в режиме передачи, направленные свойства антенны в режимах приема и передачи одинаковы и т. д.

Сопротивления излучения и потерь R_Σ и $R_п$ характеризуют мощность излучения P_Σ и мощность потерь $P_п$. Мощность потерь равна сумме мощностей потерь в проводах антенны, в изоляторах и в земле (вследствие токов смещения в земле в антеннах НЧ, СЧ и ВЧ). Так как ток вдоль проводников антенны распределен неравномерно, то эти сопротивления имеют смысл только в том случае, если они отнесены к определенным сечениям антенны. Обычно сопротивления излучения и потерь относят либо к максимальному току в антенне I_{max} (ток в пучности), либо к току на входных зажимах антенны $I_{вх}$.

Мощности излучения и потерь

$$P_\Sigma = I_{max}^2 R_{\Sigma max} = I_{вх}^2 R_{\Sigma вх};$$

$$P_п = I_{max}^2 R_{п\,max} = I_{вх}^2 R_{п.\,вх},$$

где $R_{\Sigma max}$ и $R_{п\,max}$ – сопротивления излучения и потерь, отнесенные к току в пучности, $R_{\Sigma вх}$ и $R_{п.\,вх}$ – сопротивления излучения и потерь, отнесенные к току на клеммах антенны. У полуволнового вибратора пучность тока находится на входных зажимах, поэтому для него $R_{\Sigma max} = R_{\Sigma вх}$ и $R_{п\,max} = R_{п.\,вх}$.

Входное сопротивление антенны $z_{вх}$ является в общем случае комплексным, т. е. может быть представлено в виде последовательно соединенных активной $R_{вх}$ и реактивной $X_{вх}$ (емкостной или индуктивной) составляющих. Входное сопротивление настроенной в резонанс антенны чисто активно. Например, входное сопротивление линейного полуволнового вибратора составляет 75 Ом, волнового – примерно 250 Ом.

Активная составляющая входного сопротивления $R_{вх} = R_{\Sigma вх} + R_{п.\,вх}$.

Коэффициент полезного действия (КПД) антенны $\eta_а = P_\Sigma/(P_\Sigma + P_п)$.

КПД может быть выражен через сопротивления излучения и потерь $\eta_а = R_\Sigma/(R_\Sigma + R_п)$.

В антеннах ВЧ и микроволновых диапазонов токи смещения в земле практически отсутствуют, $R_п << R_\Sigma$ и $\eta_а \approx 1$. В антеннах НЧ и СЧ $R_п$ одного порядка с R_Σ и $\eta_а = 0,2...0,5$.

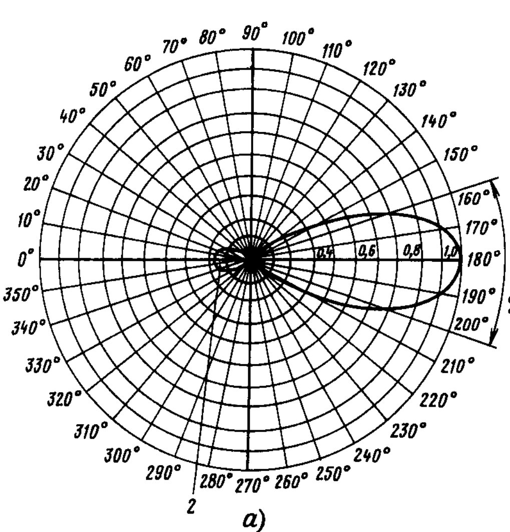
Характеристика направленности – зависимость ЭДС в антенне либо мощности в нагрузке от угла прихода сигнала.

Диаграмма направленности – графическое изображение характеристики направленности в полярных (рис. 13.16,*а*) или прямоугольных (рис. 13.16,*б*) координатах. Достаточно полное представление о направленных свойствах антенны дают диаграммы направленности в двух взаимно перпендикулярных плоскостях – горизонтальной (азимутальной) и вертикальной (меридиональной).

При построении диаграмм направленности максимальное значение ЭДС в антенне или мощности в нагрузке принимают равным 1 или 0 дБ (рис. 13.16,*а, б*), что дает возможность сравнивать различные антенны по их направленным свойствам. Такие диаграммы направленности называют *нормированными*.

Область 1 на диаграмме направленности (рис. 13.16,*б*) называют *основным (главным) лепестком*, области 2 – *задними и боковыми лепестками*. Направленные свойства антенны оцениваются *углом раствора (шириной) основного лепестка и уровнем задних и боковых лепестков*.

Угол раствора основного лепестка φ – угол, в пределах которого ЭДС в антенне уменьшается



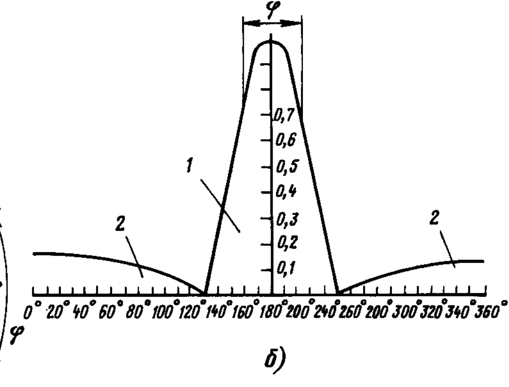


Рис. 13.16

до уровня 0,7 (мощность в нагрузке – до уровня 0,5). На диаграммах (построенных в дБ) угол раствора определяется по уровню минус 3 дБ.

Уровень задних и боковых лепестков γ – отношение уровня наибольшего заднего или бокового лепестка к уровню основного лепестка в относительных единицах или децибелах.

Диаграмму направленности по ЭДС иногда называют диаграммой направленности «*по полю*», так как ЭДС в антенне пропорциональна напряженности поля в точке приема.

Чем меньше угол раствора главного лепестка и уровень задних и боковых лепестков, тем больше уровень сигнала на выходе антенны и выше помехозащищенность приема.

Коэффициент направленного действия (КНД) D – параметр, показывающий, во сколько раз мощность, которую может отдать в нагрузку согласованная антенна при приеме со стороны максимума главного лепестка диграммы направленности, больше мощности, которую может отдать в нагрузку согласованная эталонная антенна. В качестве эталонной антенны служат простейшие антенны – либо воображаемый изотропный (полностью ненаправленный) излучатель, либо полуволновый вибратор. КНД относительно изотропного излучателя больше КНД относительно полуволнового вибратора в 1,64 раза (или на 2,15 дБ). Например, если КНД какой-либо антенны относительно изотропного излучателя равен 4 (6 дБ), то КНД той же антенны относительно полуволнового вибратора составляет 4/1,64, т.е. 2,42(3,85 дБ).

КНД характеризует *предельно возможный* выигрыш по мощности, который может дать антенна благодаря своим направленным свойствам в предположении, что в ней полностью отсутствуют потери. В действительности любая антенна обладает потерями и даваемый ею выигрыш по мощности всегда меньше предельно возможного. Реальный выигрыш антенны по мощности относительно изотропного излучателя или полуволнового вибратора характеризуется *коэффициентом усиления по мощности* K_p, который связан с КНД соотношением

$$K_p = D\eta_a.$$

Для антенн ВЧ и микроволновых диапазонов $\eta_a \approx 1$ и $K_p \approx D$. Для антенн других диапазонов $K_p = (0,2\ldots0,5)D$.

Ниже значения D и K_p указаны по отношению к полуволновому вибратору.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \sqrt{K_p}.$$

КНД и коэффициент усиления, дБ,

$$D = 10\lg D,$$

$$K = 10\lg K_p \text{ или } K = 20\lg K_u.$$

По этим же формулам можно определить значения D, K_p и K_u в относительных единицах, зная соответствующие значения в децибелах.

Если известны углы раствора φ и ψ главного лепестка диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях, то КНД может быть приближенно определен по формулам

$$D = 4\pi/(4\psi),$$

где φ и ψ – в радианах, π = 3,14;

$$D = 41270/(\varphi\psi),$$

где φ и ψ – в градусах.

Действующая длина $h_д$ – параметр, имеющий размерность длины и позволяющий по известной напряженности поля определить ЭДС на зажимах антенны при приеме со стороны максимума главного лепестка диаграммы направленности:

$$e = E h_д,$$

где $h_д$, м; E, В/м; e, В.

Для симметричного линейного вибратора длиной l

$$h_д = \frac{\lambda}{\pi}\operatorname{tg}\frac{\pi l}{2\lambda}.$$

В общем случае

$$h_д = \frac{\lambda}{\pi}\sqrt{\frac{K_p R_a}{73}}.$$

Для полуволнового линейного вибратора ($K_p = 1$, $R_{вх} = 73$ Ом) $h_д = \lambda/\pi$, полуволнового петлевого вибратора ($K_p = 1$, $R_{вх} = 292$ Ом) $h_д = 2\lambda/\pi$.

Эффективная поверхность S_a – параметр, имеющий размерность площади и позволяющий по известной напряженности поля определить мощность P, отдаваемую согласованной антенной в нагрузку:

$$P = E^2 S_a/(120\pi),$$

где P, Вт; E, В/м; S_a, $м^2$.

В этой формуле E – эффективное значение.

Эффективная поверхность изотропного излучателя равна $0{,}08\lambda^2$, полуволнового линейного и петлевого вибраторов ($K_p = 1$) – $0{,}13\lambda^2$, волнового вибратора ($K_p = 1{,}46$) – $0{,}19\lambda^2$.

Эквивалентная схема согласованной приемной антенны (рис. 13.17) включает в себя источник ЭДС e с внутренним сопротивлением R_i, равным входному сопротивлению антенны, фидерную линию с волновым сопротивлением $z_в$ и погонным затуханием β, входное сопротивление приемника $R_{пр}$ ($R_{пр} = z_в = R_{вх}$).

Мощность на входе приемника

$$P_{пр} = (E^2\lambda^2 K_p \eta_л)/290\pi^2.$$

Напряжение на входе приемника

$$U_{пр} = (E\lambda\sqrt{K_p R_{пр} \eta_л})/17\pi.$$

Если E, В/м; λ, м; $R_{пр}$, Ом, то $P_{пр}$, Вт; $U_{пр}$, В.

Пример. Рассчитать напряжение на входе телевизионного приемника ($R_{пр} = 75$ Ом) на несущей частоте изображения 8-го телевизионного канала ($f_{из} = 191{,}75$ МГц) при напряженности поля 3,8 мВ/м. Приемная антенна – типа «волновой канал» с коэффициентом усиления 8 дБ, фидерная линия – кабель РК 75-4-15 длиной 30 м.

1. Длина волны

$$\lambda = 300/f(МГц) = 300/191{,}75 = 1{,}56 \text{ м}.$$

2. Коэффициент усиления в разах по мощности

$$K(дБ) = 10\lg K_p;\ \lg K_p = K(дБ)/10 = 8/10 = 0{,}8;\ K_p = 6{,}3.$$

3. Погонное затухание в кабеле РК 75-4-15 на несущей частоте изображения 8-го канала ($f_{из} = 191{,}75$ МГц) согласно кривой 1 на рис. 13.4.

$$\beta = 0{,}18 \text{ дБ/м}.$$

4. Полное затухание

$$\beta l = 0{,}18\cdot 30 = 5{,}4 \text{ дБ}.$$

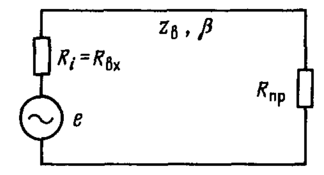


Рис. 13.17

5. Коэффициент полезного действия фидерной линии при $\beta l = 5{,}4$ дБ согласно рис. 13.2

$$\eta_л = 0{,}28.$$

6. Напряжение на входе приемника

$$U_{пр} = \frac{E\lambda\sqrt{K_p R_{пр}\eta_л}}{17\pi} = \frac{3{,}8\cdot 10^{-3}\cdot 1{,}56\sqrt{6{,}3\cdot 75\cdot 0{,}28}}{17\cdot 3{,}14} = 1{,}26\cdot 10^{-3}\text{ В} = 1{,}26 \text{ мВ}.$$

13.5. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ АНТЕННЫ

Слабонаправленные антенны

Полуволновый линейный разрезной вибратор (рис. 13.18), **полуволновый линейный неразрезной вибратор** (рис. 13.19) **и полуволновый петлевой вибратор** (рис. 13.20) – простейшие слабонаправленные антенны, обладающие примерно одинаковыми электрическими параметрами. Применяются как самостоятельные антенны для приема телевизионных передач на небольших расстояниях от телевизионных центров и ретрансляторов при отсутствии помех и отраженных сигналов, а также в качестве активных вибраторов в многоэлементных направленных антеннах. Диаграмма направленности в плоскости, проходящей через продольную ось вибратора – «восьмерка», в плоскости, перпендикуляр-

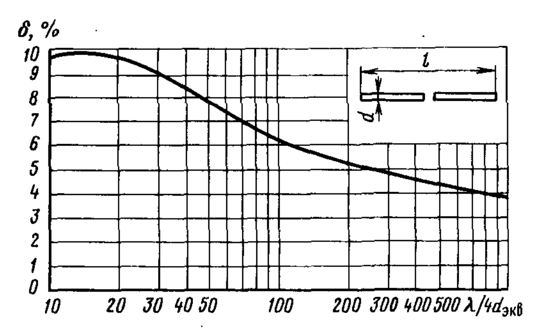


Рис. 13.18

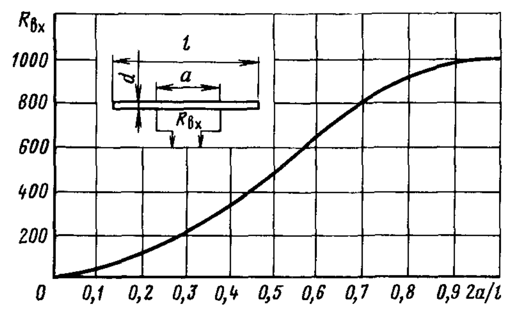


Рис. 13.19

ной вибратору,– окружность. Рабочая полоса частот ± 20% от средней частоты.

Длина вибратора

$$l = \frac{\lambda_{ср}}{2}\left(1 - \frac{\delta(\%)}{100}\right),$$

где $\lambda_{ср}$ – средняя длина волны рабочей полосы частот, $\delta(\%)$ – коэффициент укорочения, зависящий от отношения $\lambda_{ср}/d_{экв}$ ($d_{экв}$ – эквивалентный диаметр вибратора) и определяемый по графику рис. 13.18. Для линейного разрезного и неразрезного вибраторов (рис. 13.18 и 13.19) $d_{экв} = d$, для петлевого (рис. 13.20), изготовленного из двух трубок равного диаметра ($d_1 = d_2 = d$), $d_{экв} = \sqrt{2ds}$, где s – расстояние между центрами трубок.

Входное сопротивление линейного разрезного вибратора составляет 73 Ом, а неразрезного зависит от положения точек питания и определяется по графику рис. 13.19. Входное сопротивление петлевого вибратора $R_{вх} = 73\ m$, где m – коэффициент, зависящий от отношения d_2/d_1 и показывающий, во сколько раз входное сопротивление петлевого вибратора больше входного сопротивления линейного разрезного вибратора.

Значение коэффициента m может быть определено по графикам на рис. 13.20. Если $d_2 = d_1$, то $m = 4$ и входное сопротивление петлевого вибратора составляет 292 Ом.

Основное достоинство петлевого вибратора – возможность регулировки входного сопротивления в широких пределах изменением отношения диаметров трубок, что особенно важно при настройке многоэлементных направленных антенн. Крепление петлевого вибратора к любой опоре, металлической или деревянной, может производиться без изолятора в точке нулевого потенциала (точка 0 на рис. 13.20).

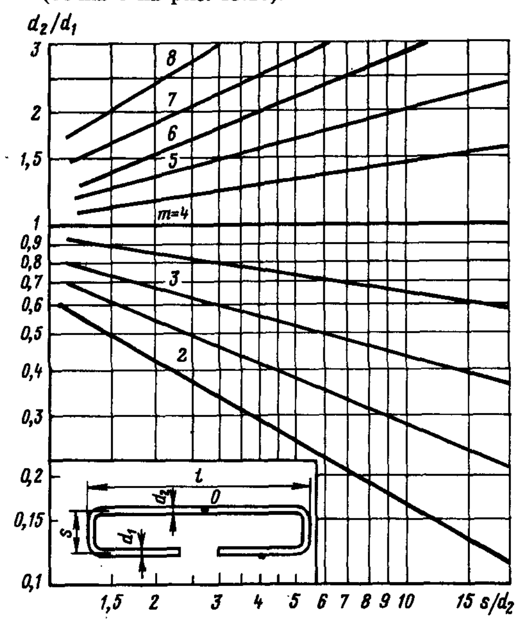


Рис. 13.20

Вибраторы метровых волн изготавливаются из трубок диаметром от 10 до 30 мм, дециметровых волн – от 6 до 14 мм. Зазор между внутренними торцами соответственно 60...80 и 30...40 мм.

Подключение коаксиальных кабелей к вибраторам проводится через *согласующе-симметрирующие устройства,* которые обеспечивают согласование вибратора с кабелем, а также устраняют затекание на наружную поверхность кабеля токов высокой частоты, искажающих форму диаграммы направленности.

Для линейного разрезного вибратора наиболее простым по конструкции согласующе-симметрирующим устройством является четвертьволновый короткозамкнутый мостик на отрезках коаксиальных кабелей (рис. 13.21), в котором роль мостика играют экраны кабелей. Экран кабеля 1, соединяющего антенну с приемником, подключается к одной трубке вибратора, а экран кабеля 2 – к другой. Внутренний проводник кабеля 1 соединяют с той же трубкой вибратора, к которой подключен экран кабеля 2. На расстоянии λ/4 от вибратора экраны кабелей 1 и 2 соединяются друг с другом, образуя четвертьволновый короткозамкнутый мостик. Внутренний проводник кабеля 2 на обоих концах этого кабеля можно либо срезать заподлицо, либо припаять к экранам. Кабели 1 и 2 должны быть закреплены параллельно друг другу.

Согласующе-симметрирующие устройства для петлевого вибратора показаны на рис. 13.22. Самым простым по конструкции является полуволновое U-колено (рис. 13.22,*а*) из коаксиального кабеля с $z_в = 75$ Ом, которое может быть использовано как на метровых, так и на дециметровых волнах.

Длина U-колена

$$l_U = \lambda_л/2 = \lambda/2\,n.$$

Коэффициент укорочения n определяется по табл. 13.1. Рабочая полоса частот ± 20% от средней частоты. На рис. 13.22,*в* и *г* показаны малогабаритные широкодиапазонные согласующе-симметрирующие устройства *метрового* диапазона волн, работающие в пятикратной полосе частот. Устройство на рис. 13.22,*в* состоит из двух высокочастотных трансформаторов. Катушки трансформаторов наматываются на кольцах из термостабильных никель-цинковых ферритов М50 ВН-14 К7 × 4 × 2. Намотка согласная

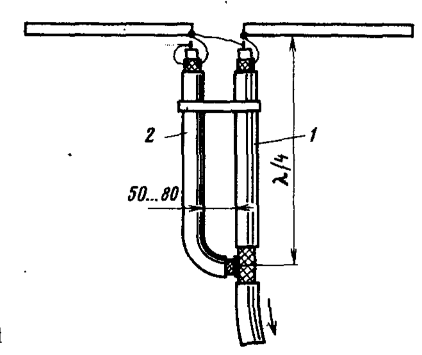
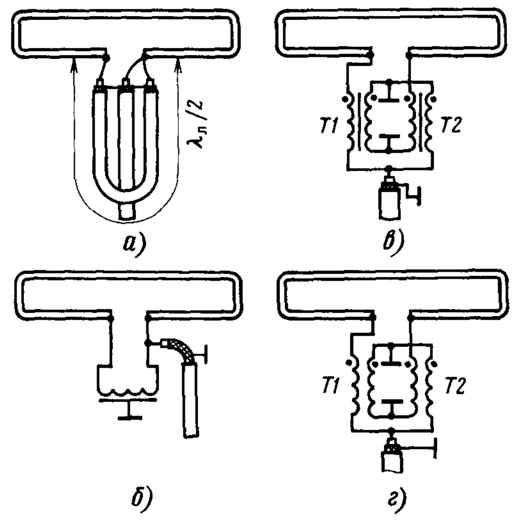


Рис. 13.21



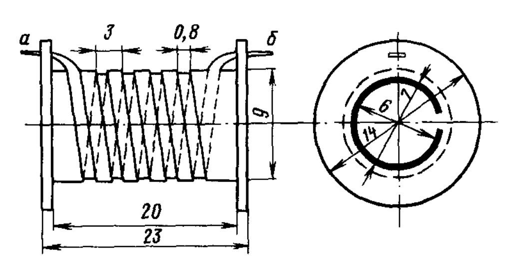


Рис. 13.22

Рис. 13.23

рядовая в два провода ПЭТВ-2 диаметром 0,21 мм. В устройстве рис. 13.22,*г* катушки трансформаторов наматываются согласно на диэлектрических каркасах проводом ПЭТВ-2 диаметром 0,33 мм с числом витков 19 × 2, диаметр намотки 18 мм. На рис. 13.22,*б* показано малогабаритное согласующе-симметрирующее устройство *дециметрового* диапазона волн, которое может быть использовано в полутора-двукратной полосе частот. Устройство представляет собой свернутую в спираль полуволновую полосковую линию, центральным проводником которой служит лента, намотанная на каркас из полистирола или органического стекла, а земляным проводником – свернутая из листа латунная трубка с узкой продольной щелью. Конструкция устройства показана на рис. 13.23.

Антенна ТАИ-12М (АТИГ/В-6.1.1-12.51) – телевизионная наружная индивидуальная антенна промышленного производства, обеспечивающая прием телевизионных сигналов на каналах 1–12 и сигналов УКВ ЧМ вещания с горизонтальной или вертикальной поляризацией в зоне уверенного и качественного приема. Антенна представляет собой разрезной вибратор, каждая половина которого состоит из двух трубок, расположенных под углом 60° друг к другу, что обеспечивает расширение рабочей полосы частот. В направлении на телевизионный центр или ретранслятор плоскости половин вибратора расположены под углом 120°. Диаграмма направленности близка по форме к *«восьмерке»*, КБВ 0,3-0,4. Согласующе-симметрирующее устройство собрано по схеме рис. 13.22,*в*.

Антенна ИТА-12М (АТИГ/В-6.1.1-12.104) – индивидуальная телевизионная антенна промышленного производства, рассчитанная на прием телевизионных сигналов на каналах 1–12 и сигналов УКВ ЧМ вещания с горизонтальной или вертикальной поляризацией. Имеет более направленную диаграмму, чем антенна ТАИ-12М (задний лепесток по полю составляет примерно 0,4 от переднего лепестка), что позволяет использовать антенну ИТА-12М при наличии небольшого уровня помех и отраженных сигналов. Антенна состоит из двух вибраторов (активного вибратора и активного рефлектора), плечи которых расположены под углом 120° друг к другу. Активный вибратор и активный рефлектор питаются через направленный ответвитель.

Направленные и остронаправленные антенны

Антенна «волновой канал» (рис. 13.24) – простая по конструкции эффективная направленная антенна, широко используемая для приема телевизионных передач, а также для профессиональной и любительской радиосвязи. Может применяться для приема вертикально или горизонтально поляризованных волн. Состоит из ряда последовательно расположенных параллельных вибраторов (элементов) – рефлектора, активного вибратора (обычно линейного разрезного или петлевого) и директоров. Диаграмма направленности – однонаправленная (рис. 13.16). При увеличении числа директоров уменьшается угол раствора главного лепестка диаграммы направленности и возрастает коэффициент усиления. На телевизионных каналах метровых волн с 1-го по 5-й число элементов не превышает обычно 5...7, с 6-го по 12-й – 8...10, а на телевизионных каналах дециметровых волн с 21-го по 60-й – 15...18. Дальнейшее увеличение числа элементов не дает существенного повышения коэффициента усиления и в то же время приводит к

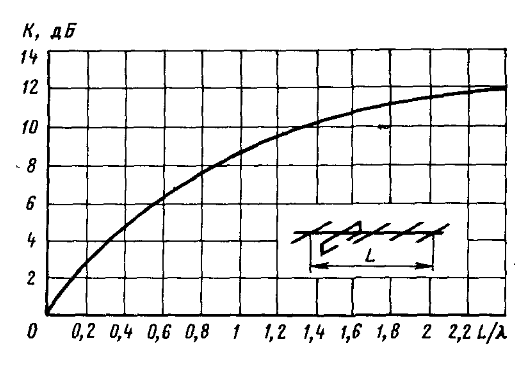


Рис. 13.24

значительному возрастанию массы и габаритных размеров антенны. Поэтому в тех случаях, когда необходимо увеличить коэффициент усиления, следует использовать антенные решетки, состоящие из нескольких разнесенных синфазно включенных антенн.

Рабочая полоса частот антенны «волновой канал» – от ± (2...3) до ± 20% от средней частоты. Настройка антенны на широкую или узкую полосу проводится соответствующим выбором размеров вибраторов и расстояний между ними. При правильной настройке узкополосная антенна имеет более высокий коэффициент усиления. Например, узкополосная антенна с полосой ± (2–3)%, обеспечивающая прием на одном из телевизионных каналов с 6-го по 12-й, при правильной настройке имеет коэффициент усиления, больший, чем у широкополосной антенны с полосой ± 17% на каналы с 6-го по 12-й, на 2...3 дБ при одной и той же длине антенны. Для улучшения согласования в широкой полосе частот первый директор должен быть расположен на расстоянии (0,08...0,1)λ от активного вибратора. Коэффициент усиления антенны «волновой канал» со средним значением рабочей полосы ± 10% может быть приближенно определен по графику на рис. 13.24. Коэффициент усиления узкополосной антенны на 1...1,5 дБ больше, широкополосной – на 1...1,5 дБ меньше.

При настройке антенны, предназначенной для использования в условиях сильных помех и отраженных сигналов, необходимо обратить особое внимание на снижение уровня задних и боковых лепестков диаграммы направленности. Для узкополосных антенн уровень лепестков должен быть не хуже 18...24 дБ, для широкополосных – не хуже 16...20 дБ. Если получить такой уровень лепестков при использовании простого по конструкции рефлектора в виде одиночного вибратора не удается, следует применить более сложный рефлектор – из нескольких вибраторов, расположенных в одной плоскости или в виде уголка (рис. 13.25 и 13.26).

Подключение коаксиального кабеля к активному вибратору антенны «волновой канал» может производиться с помощью согласующе-симметрирующих устройств, показанных на рис. 13.21 и 13.22.

В табл. 13.2 и 13.3 приведены размеры трех- и пятиэлементных антенн на телевизионные каналы 1–12, в табл. 13.4 – семиэлементных антенн на каналы 6–12, в табл. 13.5 и 13.6 – десяти- и восемнадцатиэлементных антенн на каналы 21–41 дециметровых волн. В этих же таблицах указаны размеры антенн на любительские диапазоны 2 м и 70 см. В табл. 13.2–13.4 указаны также длины кабелей U-колена для подключения активного петлевого вибратора по схеме рис. 13.22,*а*. Соответствующие обозначения размеров элементов и расстояний между элементами показаны на рис. 13.25 (антенны на каналы 1–12) и 13.26 (антенны на каналы 21–41). Угол раствора главного лепестка диаграммы направленности и коэффициент усиления составляют: для трехэлементных антенн – соответственно 80° и 4,5 дБ, пятиэлементных – 50° и 6,5 дБ, семиэлементных – 45° и 8 дБ, десятиэлементных – 35° и 9 дБ, восемнадцатиэлементных – 25° и 11,5 дБ.

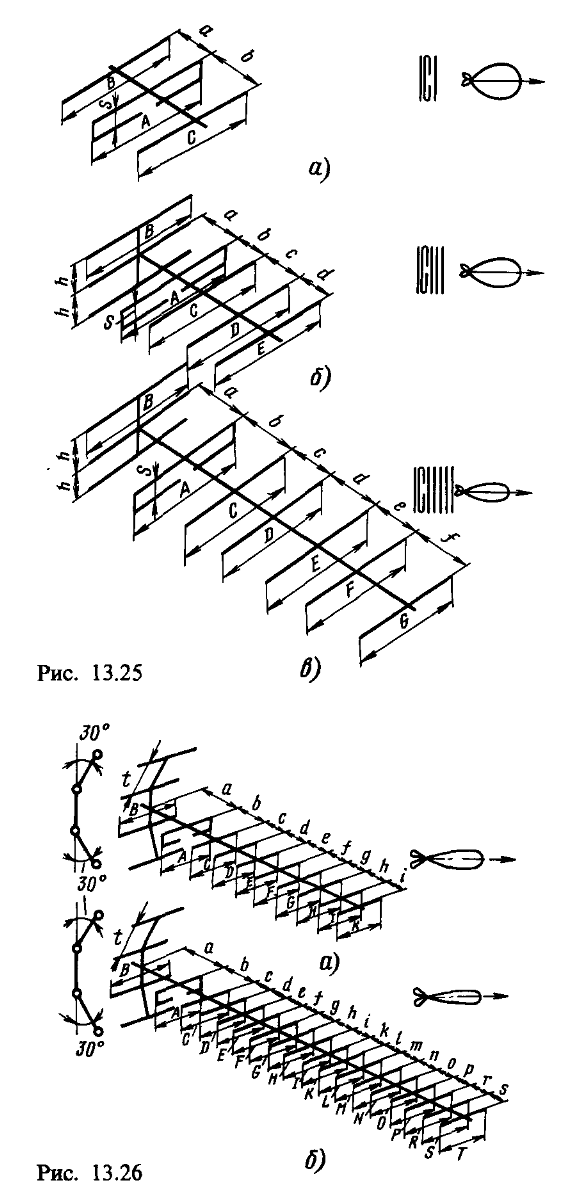


Рис. 13.25

Рис. 13.26

Дальность приема телевизионных сигналов на антенну с тем или иным числом элементов зависит от мощности передатчика, высоты установки передающей и приемной антенн, рельефа местности и т. д. В среднем можно считать, что на каналах 1–12 трехэлементную антенну следует применять на расстоянии до 40...60 км от телевизионного центра, пятиэлементную – до 60...80 км, семиэлементную – до 70...80 км, а на дециметровых волнах на каналах 21–41 – десятиэлементную на расстоянии до 50...70 км, восемнадцатиэлементную – до 70...90 км. В случае приема сигналов ретрансляторов мощностью 100 Вт метровых волн (типа РЦТА)

Таблица 13.2. **Размеры трехэлементных антенн «волновой канал» на телевизионные каналы 1–12 и для любительского диапазона 2 м (рис. 13.25,а)**

Телевизионные каналы	Размеры, мм						Длина U-колена
	A	B	C	a	b	s	
1	2760	3350	2340	900	600	80	1900
2	2340	2840	2000	760	510	80	1600
3	1790	2200	1550	590	395	80	1240
4	1620	2000	1400	535	355	80	1120
5	1510	1830	1290	490	330	80	1030
6	815	990	690	270	180	80	560
7	780	950	660	255	170	80	535
8	745	905	630	240	160	80	515
9	720	870	610	230	155	80	495
10	690	840	585	225	150	80	475
11	665	805	560	220	145	80	455
12	640	780	545	215	140	80	440
Любительский диапазон 2 м	990	1220	845	320	215	80	690

Антенна АТИГ/В-5.2.21-41.2 – остронаправленная телевизионная антенна дециметровых волн типа «волновой канал» промышленного изготовления, обеспечивающая качественный прием сигналов с горизонтальной или вертикальной поляризацией в зоне действия телевизионного центра или ретранслятора. Состоит из активного петлевого вибратора, строенного рефлектора и 11 директоров. Все вибраторы – плоские штампованные. Имеет простую конструкцию, удобна в сборке и установке. Согласующе-симметрирующее устройство – по схеме рис. 13.22,*б*.

Антенны «волновой канал» могут использоваться в качестве *комнатных телевизионных антенн* на каналах 21–41 и обеспечивают удовлетворительный прием при установке около окон, выходящих в сторону телевизионного центра, и отсутствии близлежащих загораживающих зданий. Размеры антенны показаны на рис. 13.27. Вибраторы изготавливаются из полосы толщиной 1...1,5 мм. Кабель с $z_в = 75$ Ом подключается с помощью четвертьволнового короткозамкнутого мостика, одним плечом которого служит экран кабеля, а другим – отрезок любого провода в изоляции.

Таблица 13.3. **Размеры пятиэлементных антенн «волновой канал» на телевизионные каналы 1–12 и для любительского диапазона 2 м (рис. 13.25,б)**

Телевизионные каналы	Размеры, мм											Длина U-колена, мм
	A	B	C	D	E	a	b	c	d	h	s	
1	2760	3130	2510	2490	2430	1200	730	700	740	910	80	1900
2	2340	2650	2130	2100	2060	1030	620	590	625	775	80	1600
3	1790	2060	1650	1630	1600	790	480	460	485	600	80	1240
4	1620	1870	1500	1485	1450	720	435	420	440	545	80	1120
5	1510	1710	1370	1360	1330	660	400	380	400	500	80	1030
6	730	840	720	720	700	325	210	500	420	240	80	560
7	690	840	680	680	660	310	210	530	365	240	80	535
8	680	800	660	660	650	300	210	490	370	240	80	515
9	660	760	640	610	610	290	160	450	380	240	80	495
10	605	700	610	610	610	260	190	445	315	240	80	475
11	580	710	580	580	570	260	190	390	350	240	80	455
12	550	680	560	560	530	240	250	385	340	240	80	440
6 ... 12	660	850	605	590	560	280	120	230	360	240	80	515
Любительский диапазон 2 м	910	1070	880	880	870	400	280	660	495	240	80	690

следует применять на расстоянии до 30...50 м пяти- и семиэлементные антенны, а ретрансляторов мощностью 100 Вт дециметровых волн (типа РПТДА и РТДА) – антенну с числом элементов, равным 10 и более. В условиях сильных помех и отраженных сигналов во всех случаях необходимо применять остронаправленные антенны.

Специальным подбором размеров элементов и расстояний между ними можно создать антенны «волновой канал» с двугорбой частотной характеристикой (многоканальные антенны), работающие на двух далеко разнесенных по частоте телевизионных каналах – 1 и 3, 2 и 4 и т. д. Такие антенны используются преимущественно в системах коллективного приема телевидения.

Широкополосные антенны

Логопериодические антенны – широкополосные направленные антенны, обеспечивающие прием сигналов с горизонтальной или вертикальной поляризацией в десятикратном и более широком диапазоне волн. Используются для приема передач многопрограммных телевизионных центров и ретрансляторов при любых сочетаниях каналов метровых и дециметровых волн, а также для профессиональной и любительской радиосвязи, в том числе на декаметровых волнах. Наиболее простой в конструктивном отношении вариант – плоская вибраторная антенна (рис. 13.28,*а,в*), состоящая из двухпроводной линии 1 и подключенных к ней линейных вибра-

Таблица 13.4. **Размеры семиэлементных антенн «волновой канал» на телевизионные каналы 6–12 и для любительского диапазона 2 м (рис. 13.25,*в*)**

Телевизионные каналы	Размеры, мм															Длина U-колена, мм
	A	B	C	D	E	F	G	a	b	c	d	e	f	h	s	
6	700	840	695	710	695	685	670	500	295	420	400	265	280	240	80	560
7	670	800	660	670	660	650	640	475	280	400	380	250	270	240	80	535
8	645	770	640	650	640	625	615	455	270	385	370	245	260	240	80	515
9	620	740	615	620	615	600	590	435	260	370	355	235	250	240	80	495
10	595	710	585	595	585	575	565	420	250	355	340	225	240	240	80	475
11	575	685	570	580	570	560	550	405	240	345	330	220	230	240	80	455
12	555	660	550	560	550	540	530	390	230	335	315	210	225	240	80	440
6 ... 12	660	850	605	590	560	515	490	280	120	230	360	378	405	240	80	515
Любительский диапазон 2 м	595	1030	860	870	860	840	825	610	360	500	495	330	350	240	80	690

Таблица 13.5. **Размеры десятиэлементных антенн «волновой канал» на телевизионные каналы 21–41 и для любительской связи в диапазоне 70 см (рис. 13.26,*а*)**

Обозначения размеров	Размеры, мм		Обозначения размеров	Размеры, мм	
	телевизионные каналы 21–41	любительский диапазон 70 см		телевизионные каналы 21–41	любительский диапазон 70 см
A	268	342	a	107	136
B	320	405	b	55	70
C	226	286	c	67	85
D	222	282	d	78	98
E	219	277	e	90	114
F	216	274	f	103	131
G	212	268	g	113	143
H	208	263	h	123	156
I	205	260	i	138	175
K	201	254	t	180	228

Таблица 13.6. Размеры восемнадцатиэлементных антенн «волновой канал» на телевизионные каналы 21–41 (рис. 13.26, *б*)

Обозначения размеров	Размеры, мм	Обозначения размеров	Размеры, мм	Обозначения размеров	Размеры, мм
A	268	N	190	g	113
B	320	O	194	h	123
C	226	P	197	i	138
D	222	R	202	k	148
E	219	S	208	l	160
F	216	T	216	m	169
G	212	a	107	n	180
H	208	b	55	o	192
I	205	c	67	p	202
K	201	d	78	r	212
L	197	e	90	s	225
M	192	f	103	t	180

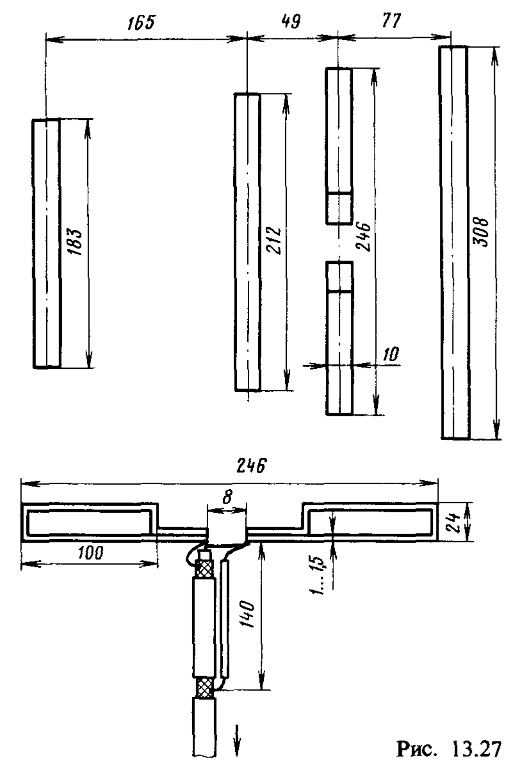


Рис. 13.27

торов 2 с последовательной переменой фазы питания на 180°. Коаксиальный кабель 3 протягивается через одну из трубок двухпроводной линии (рис. 13.28,*в*) и подключается к антенне, как показано на выноске А. Направление максимума главного лепестка диаграммы направленности показано на рис. 13.28,*в* стрелкой.

Размеры антенны при заданных электрических параметрах определяются периодом логопериодической структуры τ, равным отношению

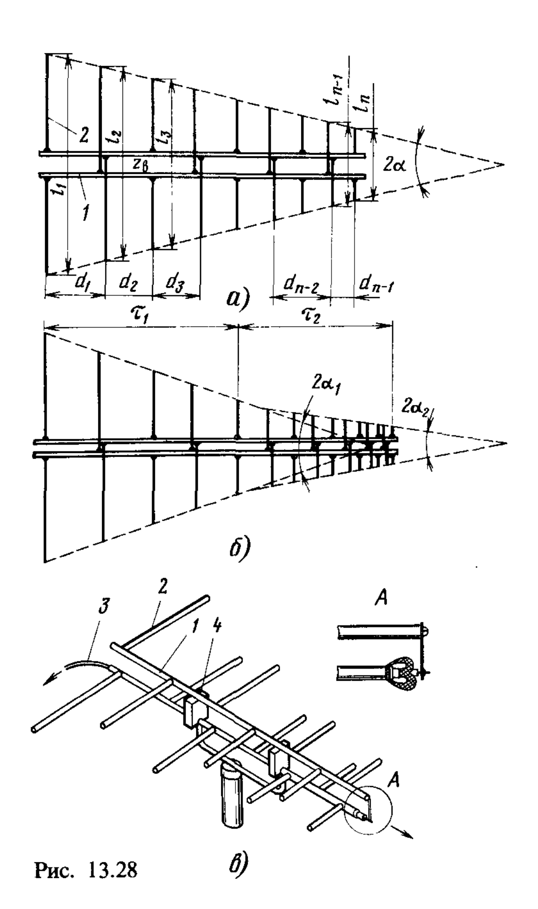


Рис. 13.28

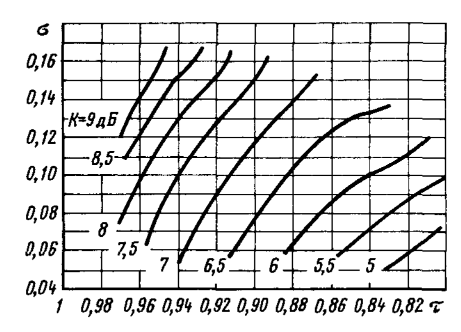


Рис. 13.29

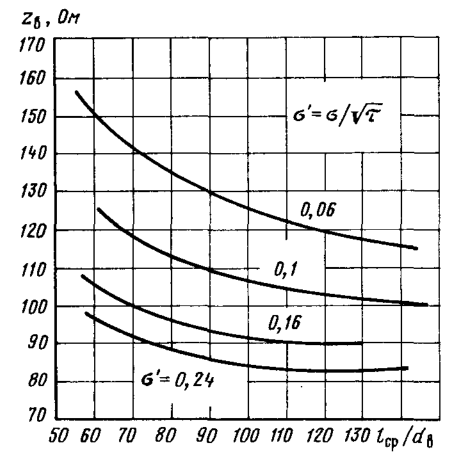


Рис. 13.30

длин любой пары рядом расположенных вибраторов (меньшего к большему), относительным расстоянием σ, равным отношению расстояния между любой парой вибраторов к удвоенной длине бóльшего из вибраторов, и углом 2α при вершине (рис. 13.28, *а*). Чем ближе значение τ к единице, тем выше коэффициент усиления антенны, однако при этом возрастают ее габаритные размеры и число вибраторов. Вибраторы антенны метровых волн изготавливают из трубок диаметром 20...25 мм, а дециметровых волн – 8...12 мм. Для изготовления антенны, предназначенной для приема как метровых, так и дециметровых волн, следует применить набор трубок с постепенно уменьшающимся диаметром от 20...25 до 6...8 мм либо трубки одного и того же диаметра в пределах 12...16 мм. Мачта крепится к антенне через изоляторы 4 (рис. 13.28, *в*). Фидер снижения – кабель с $z_в = 75$ Ом.

Расчет антенны. Исходные данные для расчета: коэффициент усиления, дБ, максимальная λ_{max} и минимальная λ_{min} длины волн рабочего диапазона.

1. По кривым рис. 13.29 определяем для заданного коэффициента усиления значения τ и σ. Как видно из рис. 13.29, каждому значению коэффициента усиления соответствуют различные сочетания значений τ и σ. При большем τ возрастает число вибратора, а при меньшем – длина антенны.

2. Длины вибраторов

$$l_1 = 0{,}55\lambda_{max};\ l_2 = l_1\tau;\ l_3 = l_2\tau \text{ и т. д.}$$

Расчет длин вибраторов продолжают до тех пор, пока длина очередного вибратора не станет равной 0,45 λ_{min}. Этот вибратор будет последним.

3. Расстояния между вибраторами

$$d_1 = 2l_1\sigma;\ d_2 = d_1\tau;\ d_3 = d_2\tau \text{ и т. д.}$$

4. Длина «среднего» вибратора

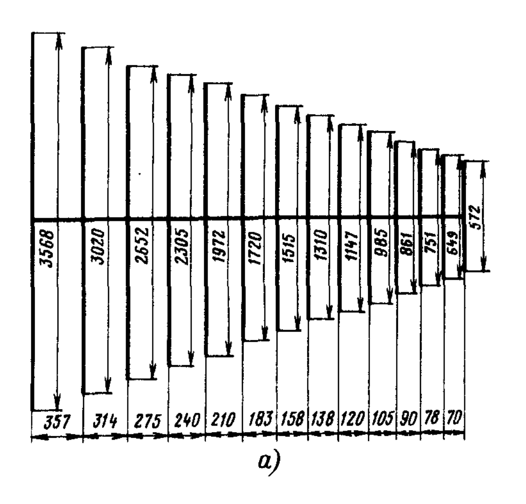
$$l_{ср} = (l_1 + l_п)/2,$$

где $l_п$ – длина последнего вибратора.

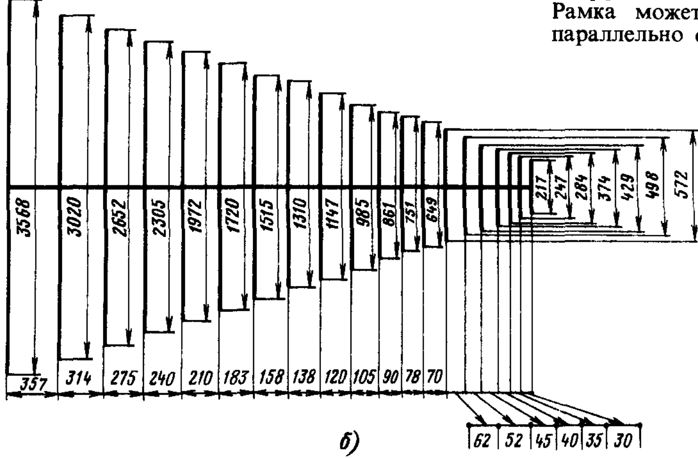
5. Определяем отношение $l_{ср}/d_в$, где $d_в$ – диаметр вибраторов.

6. По графику рис. 13.30 рассчитываем $z_в$ двухпроводной линии, требуемое для получения входного сопротивления антенны, равного 75 Ом.

На этом расчет заканчивается.



а)



б)

Рис. 13.31

На рис. 13.31,*а* приведены размеры логопериодической антенны на телевизионные каналы 1–12, на рис. 13.31,*б* – 1–41. Коэффициент усиления этих антенн – 6 дБ, уровень задних и боковых лепестков – от минус 13 до минус 22 дБ, КБВ = 0,5...0,7.

Логопериодическая антенна с переменным периодом структуры. На дециметровых волнах целесообразно увеличить коэффициент усиления, так как на этих волнах снижается действующая высота антенны, что приводит к уменьшению уровня сигнала на входе телевизионного приемника. Повысить коэффициент усиления на дециметровых волнах, не увеличивая габаритные размеры антенны, можно за счет некоторого его снижения на метровых волнах. Способ построения такой антенны показан на рис. 13.28,*б*. Расчет проводится по изложенной выше методике при τ_1 и σ_1, соответствующих согласно рис. 13.29 коэффициенту усиления, выбранному для метрового диапазона. Начиная с вибратора, длина которого составляет 0,55 от максимальной длины волны дециметрового диапазона 0,36 м, расчет длин вибраторов и расстояний между ними проводится при значении τ_2, которое соответствует по рис. 13.29 коэффициенту усиления, выбранному для дециметрового диапазона. При определении τ_2 значение σ_2 следует принять равным значению σ_1. Последним (самым коротким) вибратором должен быть вибратор длиной не более $0{,}45\lambda_{min}$.

Рамочные (зигзагообразные) антенны (рис. 13.32) – диапазонные направленные антенны, обеспечивающие прием сигналов на телевизионных каналах 1–5 или 6–12. Состоит из сдвоенной рамки и рефлектора. Фидер снижения (кабель с $z_в = 75$ Ом) вводится в точке 0, являющейся точкой нулевого потенциала, проходит внутри левой или правой половины нижней рамки и припаивается к точкам соединения рамок (выноска А, рис. 13.32). На рисунке показаны размеры антенны на каналы 6–12. Расстояние от рамки до рефлектора – 370 мм. Размеры антенны на каналы 1–5 могут быть определены умножением размеров, показанных на рис. 13.32, на коэффициент 2,8. Диаметры трубок – 12...20 мм. Рамка может быть выполнена из двух-трех параллельно соединенных проводов диаметром 1,5...2 мм, натянутых на деревянную раму. Мачта крепится к рефлектору без изоляторов.

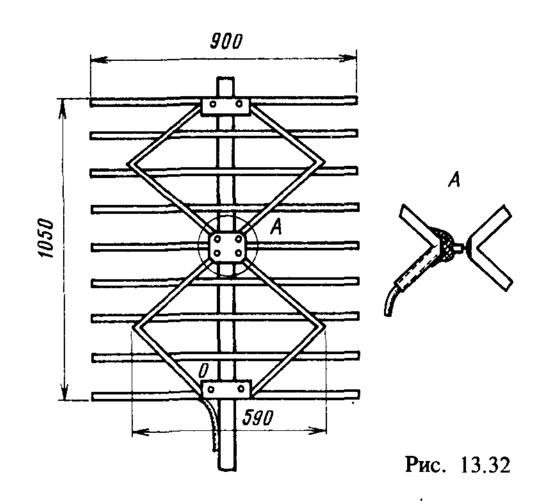


Рис. 13.32

Синфазные антенны

Синфазные антенны – эффективные остронаправленные антенны, состоящие из нескольких антенн, разнесенных по горизонтали и вертикали и соединенных в фазе. Применяются для приема в зоне слабого и неустойчивого сигнала. Коэффициент усиления увеличивается на 2,5...3 дБ при удвоении числа антенн. Например, если коэффициент усиления одиночной антенны составляет 8 дБ, то синфазная антенна из двух антенн имеет коэффициент усиления около 11 дБ, из четырех – около 14 дБ и т. д. На рис. 13.33,*а* показан внешний вид синфазной антенны из двух антенн «волновой канал», на рис. 13.33,*б* – схема кабельных соединений. Все кабели с $z_в = 75$ Ом. Длины кабелей l должны быть равными. Эти кабели необходимо подключать к вибраторам строго одинаково – оба кабеля либо к левым, либо к правым клеммам вибраторов. В противном случае антенна работать не будет.

Для уменьшения уровня задних лепестков диаграммы направленности может быть применен продольный сдвиг антенн друг относительно друга на четверть длины волны, при этом должна быть сохранена синфазность работы антенны. Если, например, в конструкции (рис. 13.33) сдвинуть правую антенну относительно левой вперед на четверть длины волны, то кабель правой антенны необходимо удлинить на $\lambda_л/4$, где $\lambda_л = \lambda/n$ (n – коэффициент укорочения, определяемый по табл. 13.1).

13.6. АНТЕННЫ СВЯЗНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ

Слабонаправленные антенны декаметровых волн

Полуволновые линейные вибраторы – простейшие антенны для радиолюбительской связи, рассчитанные на работу в одном из КВ диапазонов. Изготавливаются из медного или оцинкованного стального провода либо антенного канатика. Диаметр провода или канатика – 2...3 мм. Горизонтально расположенный вибратор обеспечивает передачу и прием горизонтально поляризованных волн в двух противоположных направлениях в секторах $\pm 60°$ относительно перпендикуляра к продольной оси вибратора. Конструктивные разновидности – полуволновый вибратор с шунтовым питанием (рис. 13.34,*а*) и разрезной полуволновый вибратор с питанием в пучности тока (рис. 13.34,*б*).

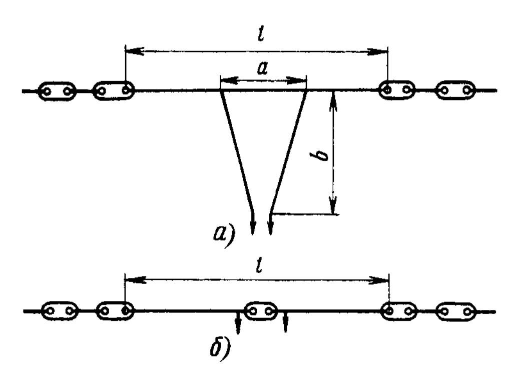


Рис. 13.34

Основные размеры:

$$l = 0{,}46\,\lambda_{ср};\ a = 0{,}12\,\lambda_{ср};\ b = 0{,}16\,\lambda_{ср},$$

где $\lambda_{ср}$ – средняя длина волны соответствующего диапазона.

Фидер снижения вибратора с шунтовым питанием – симметричная линия с $z_в = 600$ Ом, разрезного вибратора – кабель с $z_в = 75$ Ом.

Многодиапазонная антенна, состоящая из нескольких параллельно соединенных и расположенных под углом друг к другу в горизонтальной плоскости разрезных полуволновых вибраторов, – простейшая антенна для радиолюбительской связи в диапазонах 10, 20, 40 и 80 м. Длина каждого вибратора составляет $0{,}46\,\lambda_{ср}$, фидерная линия – кабель с $z_в = 75$ Ом. Рассогласование

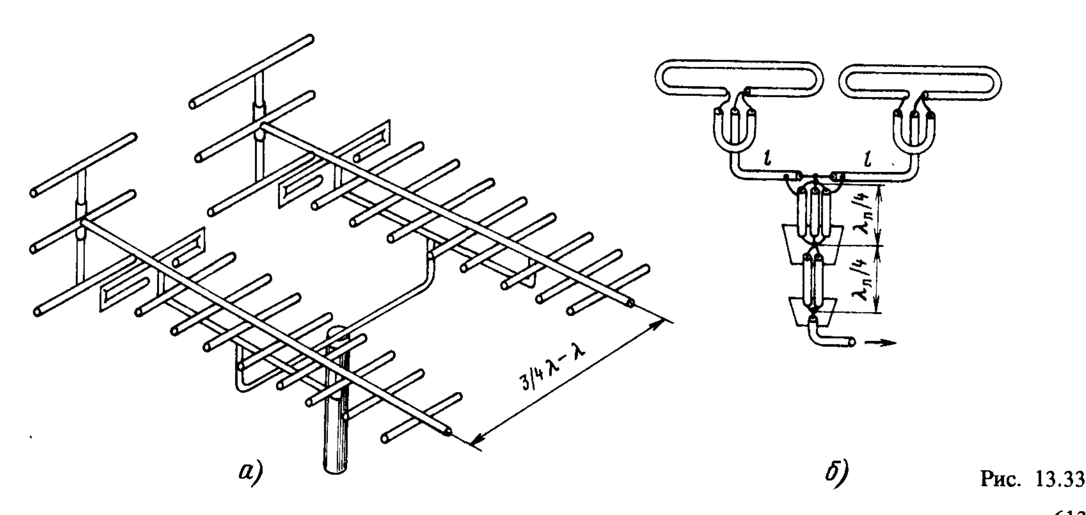


Рис. 13.33

вибраторов при параллельном включении относительно невелико, так как средние частоты рабочих диапазонов отличаются друг от друга примерно в 2 раза. При этом более длинные вибраторы работают на резонансных частотах более коротких вибраторов в режиме волновых резонансов и имеют высокое входное сопротивление, а более короткие вибраторы на резонансных частотах более длинных вибраторов также имеют высокое входное сопротивление емкостного характера.

Многодиапазонная антенна с заградительными фильтрами W3DZZ (рис. 13.35,*а*) – простая по конструкции антенна, работающая в диапазонах 10, 15, 20, 40 и 80 м. Заградительные фильтры должны быть настроены на среднюю частоту диапазона 40 м ($f_{ср}$ = 7,05 МГц). Индуктивность катушек L1 и L2 равна 8,3 мкГн, емкость конденсаторов C1 и C2 62 пФ. Фидер снижения – кабель с $z_в$ = 75 Ом.

Укороченная многодиапазонная антенна с заградительными фильтрами W3DZZ (рис. 13.35,*б*) работает в диапазонах 10, 20 и 40 м. Фильтры должны быть настроены на среднюю частоту диапазона 20 м ($f_{ср}$ = 14,2 МГц). Индуктивность катушек L1 и L2 равна 4,7 мкГн, емкость конденсаторов C1 и C2 27 пФ. Фидер снижения – кабель с $z_в$ = 75 Ом.

Антенна T2 FD (рис. 13.36) – нагруженный петлевой вибратор, расположенный под углом к поверхности земли. Может быть использована в диапазонах 10, 15, 20 и 40 либо 20, 40 и 80 м.

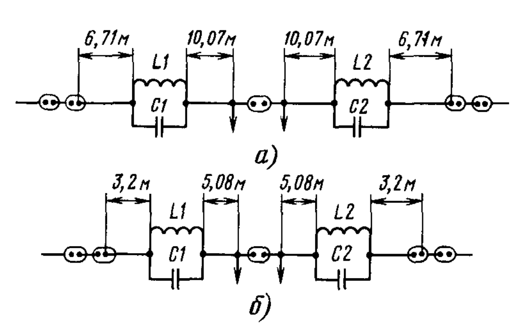


Рис. 13.35

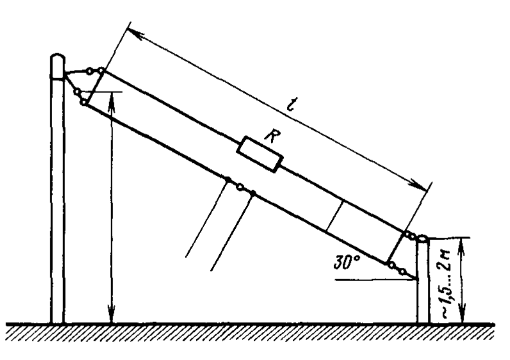


Рис. 13.36

Диаграмма направленности не имеет нулевых минимумов, что позволяет использовать антенну для связи в различных направлениях. Основные размеры: $l = 0{,}33\lambda$, где λ – самая длинная волна рабочего диапазона, R = 650 Ом, фидер снижения – симметричная линия с $z_в$ = 600 Ом.

Диполь Надененко (рис. 13.37,*а*) – широкодиапазонная антенна для профессиональной и любительской связи, работающая в трехкратной полосе частот. Может применяться в диапазонах 10, 15 и 20, либо 15, 20 и 40, либо 40 и 80 м. Представляет собой разрезной симметричный вибратор, каждое плечо которого выполнено из нескольких проводов диаметром 2...4 мм, расположенных равномерно по образующим цилиндра. Фидер снижения – симметричная линия с $z_в$ = 300 Ом. Длина антенны $l = 0{,}45\lambda_{ср}$, где $\lambda_{ср}$ – средняя длина волны самого длинноволнового рабочего диапазона. Входное сопротивление в рабочей полосе частот меняется от 50...60 до 400...500 Ом. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости – «восьмерка».

Диапазонный шунтовой вибратор (рис. 13.37,*б*) – антенна для профессиональной и любительской связи, работающая в пятикратной полосе частот. Может быть использована в диапазонах 10, 15, 20 и 40 либо 20, 40 и 80 м. Каждое плечо вибратора состоит из шести проводов,

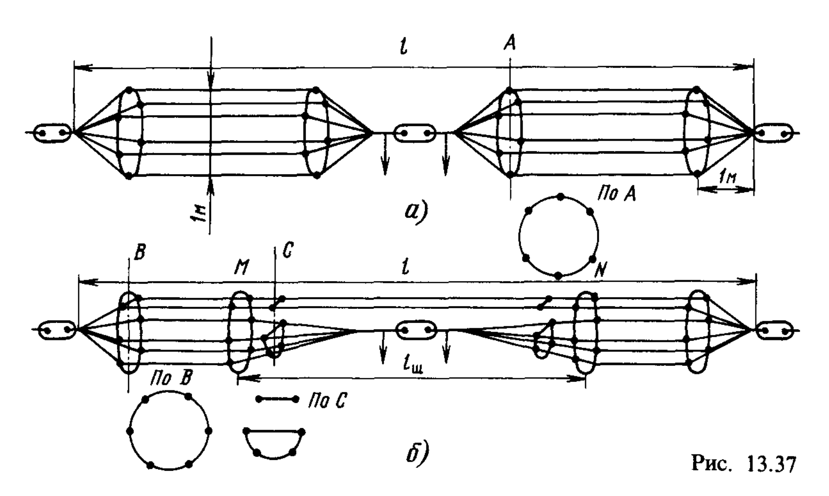


Рис. 13.37

расположенных по образующим цилиндра. Два верхних провода образуют между точками MN шунтирующий шлейф, уменьшающий зависимость входного сопротивления от частоты. Включение шлейфа приводит также к уменьшению тока на входных зажимах вибратора и соответственно к увеличению входного сопротивления в среднем до 400...500 Ом, что позволяет подключить к вибратору двухпроводную линию с $z_в = 400...500$ Ом без согласующего трансформатора. Конструкция шунтового вибратора очень удобна с точки зрения грозозащиты, так как провод заземления может быть непосредственно подключен к вибратору в середине шунта (точка нулевого потенциала).

Вертикальный вибратор с противовесом (рис. 13.38) представляет собой четвертьволновый штырь, укрепленный на изоляторе, и систему радиально расположенных проводов длиной $\lambda/4$ на самой длинной волне рабочей полосы частот. Провода противовеса должны быть замкнуты между собой непосредственно у основания штыря. Антенна может быть использована в диапазонах 10, 15 и 20 м. Длина штыря $l = 0{,}23\lambda$, где λ – средняя длина волны рабочей полосы частот. Диаметр штыря – 40 ... 60 мм. Штырь может быть изготовлен также в виде системы соединенных между собой вертикальных проводов, расположенных вокруг трубы меньшего диаметра. Входное сопротивление (между основанием штыря и противовесом) при горизонтальном расположении проводов противовеса – около 30 ... 40 Ом, что позволяет использовать в качестве фидера снижеиия кабель с $z_в = 50$ Ом. Если необходимо применить кабель с $z_в = 75$ Ом, то входное сопротивление нужно повысить, расположив провода противовеса наклонно под углом около 130 ... 140° к оси штыря, либо включить между антенной и фидером четвертьволновый трансформатор из кабеля с $z_в = 50$ Ом.

Направленные антенны

Ромбическая антенна (рис. 13.39) – направленная антенна горизонтальной поляризации, которая может быть использована в двукратном диапазоне волн. Состоит из двух согнутых горизонтальных проводников, выполненных из провода диаметром 3 ... 5 мм или из антенного канатика. Проводники укреплены через изоляторы на четырех металлических или деревянных опорах (рис. 13.39, *а*). К точкам a – b подключается фидер снижения, а к точкам c – d – нагрузочный резистор сопротивлением 700 Ом, обеспечивающий получение режима бегущей волны в проводниках ромба.

На рис. 13.39, *б* показаны диаграммы направленности каждого из четырех проводников с бегущей волной тока, образующих ромб. Размеры ромба выбраны так, что лепестки a_1, a_2, a_3, a_4 располагаются параллельно его большой диагонали и поля, излученные этими лепестками, складываются синфазно, образуя в направлении стрелки главный лепесток диаграммы направленности. Лепестки b_1, b_2, b_3, b_4 расположены под углом к большой диагонали и частично компенсируются, образуя небольшие боковые лепестки.

Рис. 13.38

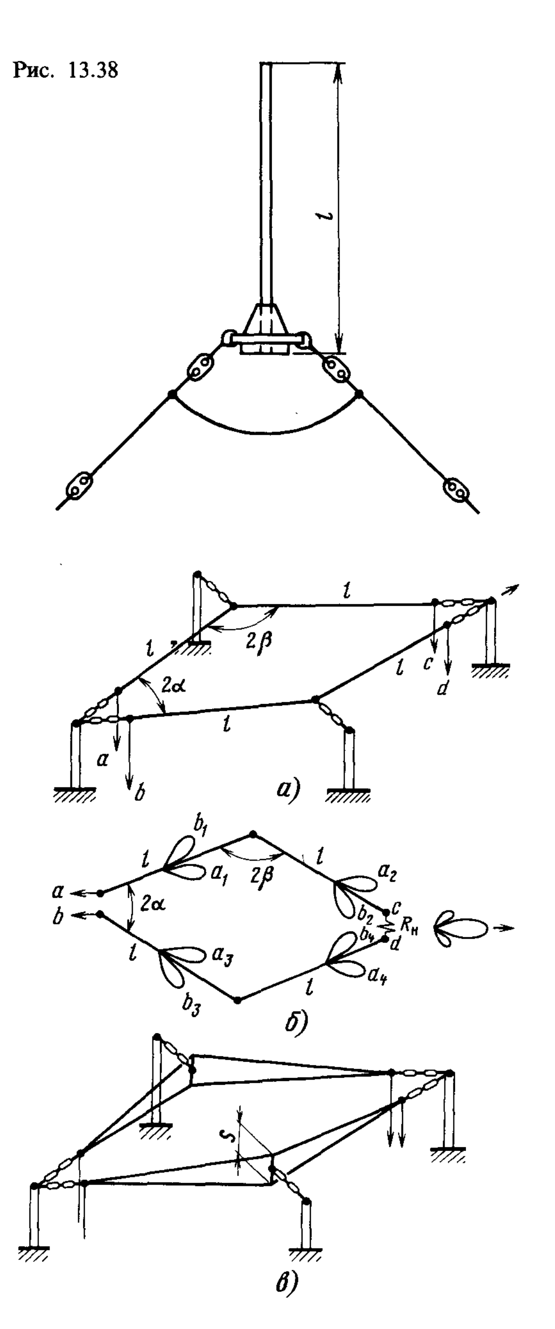


Рис. 13.39

Волновое сопротивление антенны вдоль ее оси не остается постоянным, так как расстояние между проводниками меняется. Поэтому в проводниках образуются отраженные волны небольшой амплитуды, что приводит к увеличению уровня лепестков и ухудшению согласования. Выравнивание волнового сопротивления может

быть достигнуто выполнением сторон ромба из нескольких параллельно соединенных проводников, как показано на рис. 13.39,*в*. Расстояние s между проводниками у тупых углов должно составлять (0,02 ... 0,03) l, где l – длина стороны ромба.

Ширина главиого лепестка диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях – около 15°. Коэффициент усиления антенны – около 11 ... 12 дБ, что на 2 ... 3 дБ меньше ее КНД, так как половина мощности теряется в нагрузочном резисторе ($\eta_a = 0{,}5$ ... ... 0,6).

Расчет. Исходные данные: λ_{min}, λ_{max} и Δ_0 – угол наклона диаграммы в вертикальной плоскости. Для магистралей длиной более 2000 км можно принять $\Delta_0 = 8 \dots 15°$.

1. Тупой угол ромба

$$2\beta = 2(90 - \Delta_0).$$

2. Острый угол ромба

$$2\alpha = (360 - 4\beta)/2.$$

3. Расчетная длина волны

$$\lambda_0 = \sqrt{\lambda_{min}\lambda_{max}}.$$

4. Сторона ромба

$$l = \frac{\lambda_0}{2(1 - \sin\beta\cos\Delta_0)}.$$

5. Высота подвеса иад землей

$$H = \lambda_0/4\sin\Delta_0.$$

6. Сопротивление излучения, Ом, отнесенное к току на клеммах антеины:

$$R_\Sigma = 240\{2{,}3\lg[4\pi(l/\lambda_0)\sin^2\alpha] + 0{,}577\}.$$

7. Коэффициент полезного действия

$$\eta_a = 1 - 1^{-R_\Sigma/z_a},$$

где z_a – волновое сопротивление антенны ($z_a \approx$ ≈ 700 Ом), e = 2,7.

Если расчетная длина стороны получается чрезмерно большой, то расчет следует повторить, приняв $l = (3 \dots 4)\lambda_0$, и найти новое значение тупого угла 2β, используя формулу

$$\sin\beta = (2l - \lambda_0)/(2l\cos\Delta_0).$$

Остальные параметры определяются по приведенным выше формулам.

В качестве фидера снижения может быть применена четырехпроводная линия с $z_в = 200$ Ом, подключенная к антенне через согласующий двухпроводный Δ-трансформатор длиной не менее λ/2 на самой длинной волне диапазона, имеющий волновое сопротивление 700 Ом со стороны антенны и 200 Ом со стороны фидера. Для согласования фидера с антенной может быть использован также трансформатор в виде двухпроводной линии с волновым сопротивлением 370 Ом длиной λ/4.

Пример. Рассчитать ромбическую антенну для радиолинии длиной 3000 км; $\lambda_{min} = 10$ м, $\lambda_{max} = 20$ м.

Принимаем $\Delta_0 = 15°$.

1. Тупой угол ромба

$$2\beta = 2(90° - \Delta_0) = 2(90° - 15°) = 150°.$$

2. Острый угол ромба

$$2\alpha = (360° - 4\beta)/2 = (360° - 300°)/2 = 30°.$$

3. Расчетная длина волны

$$\lambda_0 = \sqrt{\lambda_{min}\lambda_{max}} = \sqrt{10\cdot 20} = 14{,}2 \text{ м}.$$

4. Длина стороны ромба

$$l = \frac{\lambda_0}{2(1 - \sin\beta\cos\Delta_0)} = \frac{14{,}2}{2(1 - 0{,}96\cdot 0{,}96)} = 90 \text{ м}.$$

5. Высота подвеса над землей

$$H = \frac{\lambda_0}{4\sin\Delta_0} = \frac{14{,}2}{4\sin 15°} = \frac{14{,}2}{4\cdot 0{,}26} = 14 \text{ м}.$$

6. Сопротивление излучения

$$R_\Sigma = 240\{2{,}3\lg[4\pi(l/\lambda_0)\sin^2\alpha] + 0{,}577\} =$$
$$= 240\{2{,}3\lg[4\cdot 3{,}14\cdot 6{,}3\sin^2 15°] + 0{,}577\} = 520 \text{ Ом}.$$

7. Коэффициент полезного действия

$$\eta_a = 1 - 1^{-R_\Sigma/z_a} = 1 - e^{-520/700} = 1 - 1^{-0{,}075} =$$
$$= 1 - 0{,}48 = 0{,}52.$$

Антенна «волновой канал» – направленная антенна, обеспечивающая радиолюбительскую и профессиональную связь на горизонтально или вертикально поляризованных волнах. Может быть использована в качестве поворотной антенны, позволяющей осуществить связь в различных направлениях по азимуту. Число элементов в любительских диапазонах 10 и 15 м – до пяти-семи, 20 м – до трех-пяти, 40 м – до двух-трех.

Логопериодическая антенна – наиболее широкополосная направленная антенна, обеспечивающая без перестройки радиолюбительскую связь в диапазонах 10, 15, 20 и 40 м (расчет антенны приведен в § 13.5).

Антенны метровых и дециметровых волн

Штыревая антенна (рис. 13.40) – простая по конструкции антенна вертикальной поляризации с круговой диаграммой направленности в горизонтальиой плоскости и прижатым к земле лепестком в вертикальной плоскости. Может быть использована для профессиональной радиосвязи на метровых и дециметровых волнах, а также в радиолюбительских диапазонах 2 м и 70 см. Антенна, показаниая на рис. 13.40,*а*, состоит из укрепленного на изоляторе штыря и противовеса квадратной или круглой формы. Вместо плоского противовеса могут быть использованы несколько радиально расположенных трубок (рис. 13.40,*б*). В диапазоне 2 м D = = 30 ... 40 мм, $d_1 = 12 \dots 15$ мм, в диапазоне 70 см D = 12 ... 15 мм, $d_1 = 6 \dots 8$ мм. Длина штыря $0{,}23\lambda_{ср}$, где $\lambda_{ср}$ – средняя длина волны диапазона, сторона квадратного противовеса не менее 0,5λ, длина трубки противовеса не менее 0,25λ, где λ – самая длинная волна диапазона. Фидер снижения (кабель с $z_в = 50$ Ом) подключается между штырем и противовесом. Штыревая

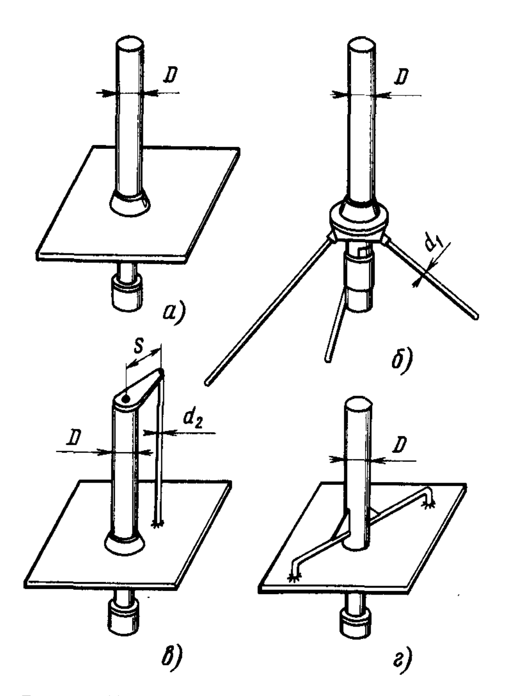


Рис. 13.40

антенна, показаиная на рис. 13.40, *в*, представляет собой несимметричиый петлевой вибратор, входиое сопротивление которого можно регулировать в широких пределах измеиеиием отношеиий d_2/D и s/d_2. При $d_2/D = 0{,}2$ и $s/d_2 = 7{,}5$ $R_{вх} = 75$ Ом. В антенне на рис. 13.40, *г* штырь укреплен на двух четвертьволновых металлических изоляторах.

Антенна «волновой канал» – эффективная направленная антенна горизонтальной или вертикальной поляризации с высоким коэффициентом усилеиия. Может быть выполнена поворотной, что обеспечивает установление связей в различных направлениях по азимуту. Размеры антенны для радиолюбительских диапазонов 2 м и 70 см приведены в табл. 13.2–13.5.

Логопериодическая антенна – широкополосная направленная антенна горизонтальной или вертикальной поляризации, работающая без перестройки в диапазонах 2 м и 70 см (расчет антенны приведен в § 13.5).

13.7. Изготовление и грозозащита антенн

Выбор материалов и защита от коррозии. Для изготовления металлических деталей антенны могут быть использованы сталь, а также медные и алюминиевые сплавы. Из медных сплавов предпочтительнее латунь типа ЛС59-1, ЛС58-10 и Л63, а из числа алюминиевых сплавов – сплавы АМг2 и АМг6, которые наиболее устойчивы к воздействию повышенной влажности и агрессивных сред. Материалы из сплавов АМг2 и АМг6 обладают высокой механической прочностью, пластичны, хорошо поддаются гибке и сварке. Защита металлических деталей от коррозии производится гальваническим покрытием и окрашиванием. В табл. 13.7 приведены основные сведения о гальванических покрытиях, применяемых для защиты от коррозии деталей из стали, меди и медных сплавов, алюминия и его сплавов. При выборе металлов и покрытий нельзя допускать, особенно в условиях влажного и морского климата, непосредственного контакта разнородных металлов, образующих электрохимическую пару, так как в месте контакта происходит усилениая коррозия. Допустимые и недопустимые контакты между металлами и покрытиями указаны в табл. 13.8. При использовании алюминиевых сплавов следует учитывать, что со временем они покрываются плохо проводящей оксидной пленкой, что приводит к ухудшению контакта между деталями. При сборке антенны необходимо зачистить до блеска места контактов, прочно стянуть детали и сразу же их закрасить. Для защиты таких контактов хорошо

Таблица 13.7. **Гальванические покрытия**

Вид покрытия	Материал детали	Обозначение покрытия по ГОСТ 9.073–77	Назначение
Цинковое	Сталь	Ц24.хр	Защита от коррозии
	Медь и медные сплавы	Ц15.хр	Защита от коррозии при контакте с деталями из алюминиевых сплавов
Кадмиевое	Сталь	К 24.хр	Защита от коррозии деталей, эксплуатируемых в морской атмосфере
	Медь и медные сплавы	К 12.хр	Защита от коррозии при контакте с деталями из алюмиииевых сплавов
Никелевое	Сталь	Н15	Защита от коррозии и придание твердости трущимся деталям
	Медь и медные сплавы	Н12	Защита от коррозии и придание твердости трущимся деталям
	Алюминий и его сплавы	Хим. Н24	Защита от коррозии

Таблица 13.8. **Допустимые и недопустимые контакты между металлами и покрытиями при эксплуатации аппаратуры на открытом воздухе**

Сопрягаемый металл или покрытие	Медь и ее сплавы	Сталь	Алюминий и его сплавы	Сталь нержавеющая	Олово, припои ПОС	Цинк (металл и хроматированное покрытие)	Никель и никелевое покрытие	Кадмий (металл и хроматированное покрытие)
Медь и ее сплавы	+	–	–	+	+	–	+	+*
Сталь	–	+	–	–	–	–	–	–
Алюминий и его сплавы	–	–	+	+*	+*	+	–	+
Сталь нержавеющая	+	–	+*	+	+	–	+	–
Олово, припои ПОС	+	–	+*	+	+	+*	+	+*
Цинк (металл и хроматированное покрытие)	–	–	+	–	+*	+	–	+
Никель и никелевое покрытие	+	–	–	+	+	–	+	–
Кадмий (металл и хроматированное покрытие)	+*	–	+	+	+*	+	+	+

Примечание. + допустимая пара; – недопустимая пара.

* Возможна незначительная коррозия.

использовать быстро высыхающую шпатлевку на эпоксидной основе ЭП-009. Можно воспользоваться также универсальным эпоксидным клеем ЭДП.

Изоляционные детали антенн изготавливаются из текстолита, стеклотекстолита, органического стекла, полистирола, капролона, фторопласта. В процессе механической обработки стеклотекстолита необходимо соблюдать меры предосторожности, исключающие попадание мелких частиц материала в дыхательные пути. При подвеске проволочных антенн могут быть использованы детали из керамики любой подходящей формы.

Монтажные работы. При пайке радиочастотных кабелей следует избегать длительного прогрева кабеля, так как это приводит к оплавлению полиэтиленовой изоляции и смещению внутреннего проводника. Желательно пользоваться припоями с низкой температурой плавления – ПОС-61, ПОСК-50-18, ПОСВ-33. В качестве флюса хорошо использовать спиртовой раствор канифоли (от 10 до 60% канифоли и от 90 до 40% растворителя). Остатки флюса смывают спиртобензиновой смесью. При укладке радиочастотных кабелей необходимо соблюдать минимально допустимые радиусы изгиба, указанные в табл. 13.2. При вертикальной прокладке кабель может вытягиваться под действием собственного веса. Поэтому его следует в нескольких местах закрепить. Если кабель нужно протянуть между зданиями, опорами и т. д., его закрепляют на металлическом тросе.

Грозозащита антенн. Система грозозащиты состоит из токоотвода и заземляющего устройства. При подключении провода токоотвода не должна нарушаться нормальная работа антенны. Поэтому подключать его нужно в точке нулевого потенциала. Такой точкой является, например, середина неразрезанной трубки петлевого вибратора, середина шунта диапазонного шунтового вибратора, короткозамыкающая перемычка четвертьволнового мостика разрезного линейного вибратора и т. д. При отсутствии точки нулевого потенциала можно подключить к клеммам антенны или к другим подходящим точкам дроссель достаточно большой индуктивности или четвертьволновый мостик. В этом случае середина дросселя или мостика будет точкой нулевого потенциала. Токоотвод может быть выполнен стальным или медным проводом диаметром не менее 4 ... 5 мм либо шиной такого же сечения. Заземлителем может служить продолжение провода токоотвода, который укладывается по дну траншеи на глубине около 1 м. Длина заземлителя в глинистой почве должна быть не менее 2 м, в черноземе – 6 м, в песчаной почве 10 ... 15 м. После укладки заземлителя траншею нужно засыпать.

Способ устройства грозозащиты зависит от конструкции кровли и мачты. Рассмотрим часто встречающийся в сельской местности случай – телевизионная антенна «волновой канал» установлена около дома на деревянной мачте. Провод токоотвода подключают к середине неразрезанной трубки петлевого вибратора, прокладывают его вдоль мачты, закрепив скобками или проволочными бандажами, и заземляют, как указано выше. Если же мачта металлическая, то провод токоотвода прокладывать не нужно. Верхний конец мачты соединяют с точкой нулевого потенциала антенны, нижний конец – с заземлителем.

Содержание

РАЗДЕЛ 4. ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКАЯ АППАРАТУРА

РАЗДЕЛ 5. МАГНИТНАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ

РАЗДЕЛ 13. АНТЕННЫ

Справочное издание.

Массовая радиобиблиотека. Выпуск 1147

БОКУНЯЕВ А. А., БОРИСОВ Н. М., ВАРЛАМОВ Р. Г. и др.

СПРАВОЧНАЯ КНИГА РАДИОЛЮБИТЕЛЯ-КОНСТРУКТОРА

Справочное пособие

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редакторы О. В. Воробьева, Т. В. Жукова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Обложка художника В. Ф. Громова
Корректор Т. С. Власкина
Технический редактор Г. З. Кузнецова
ИБ № 2216

Сдано в набор 26.07.89. Подписано в печать 11.05.90. Формат 70 × 100 1/16. Бумага офсетная № 2. Гарнитура таймс. Печать офсетная. Усл. печ. л. 50,70. Усл. кр.-отт. 50,70. Уч. изд. л. 71,81. Тираж 172 000 экз. Изд. № 20220. Зак. № 330 .Цена 7 р. 20 к.

Издательство «Радио и связь», 101000 Москва, Почтамт, а/я 693.

Фотонабор и изготовление диапозитивов в Можайском полиграфкомбинате В/О «Совэкспорткнига» Государственного комитета СССР по печати.
г. Можайск, ул. Мира, 93.

Печать и изготовление тиража в Московской типографии № 4 Государственного комитета СССР по печати.
129041, Москва, Б. Переяславская, 46.